

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE SAN LUIS POTOSÍ



CENTRO DE INVESTIGACIÓN Y ESTUDIOS DE POSGRADO
FACULTAD DE INGENIERÍA

ESTUDIO COMPARATIVO DE TÉCNICAS DE CONTROL
PARA MOTORES SÍNCRONOS DE IMANES PERMANENTES

TESIS QUE PARA OBTENER EL GRADO DE:

MAESTRO EN INGENIERÍA ELÉCTRICA

OPCIÓN: CONTROL AUTOMÁTICO

PRESENTA:

ING. CHRISTIAN NOÉ HUERTA SAUCEDO

ASESOR:

DR. RICARDO ÁLVAREZ SALAS

CO-ASESOR:

DR. JOHN ALEXANDER CORTÉS ROMERO



SAN LUIS POTOSÍ, S.L.P.

FEBRERO 2012



UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE SAN LUIS POTOSÍ
FACULTAD DE INGENIERÍA
CENTRO DE INVESTIGACIÓN Y ESTUDIOS DE POSGRADO



MAESTRÍA EN INGENIERÍA ELÉCTRICA
OPCIÓN CONTROL AUTOMÁTICO

ESTUDIO COMPARATIVO DE TÉCNICAS DE CONTROL PARA MOTORES
SÍNCRONOS DE IMANES PERMANENTES

SINODALES:

ING. CHRISTIAN NOÉ HUERTA SAUCEDO

DR. RICARDO ÁLVAREZ SALAS (ASESOR)

DR. JOHN ALEXANDER CORTÉS ROMERO (CO-ASESOR)

DR. VÍCTOR MANUEL CÁRDENAS GALINDO

DR. MAURO EDUARDO MAYA MÉNDEZ

DR. HOMERO MIRANDA VIDALES

15 de diciembre de 2011

ING. CHRISTIAN NOÉ HUERTA SAUCEDO
P R E S E N T E. –

En atención a su solicitud de Tema y Temario, presentada por los **Dres. Ricardo Álvarez Salas** y **John Alexander Cortés Romero**, Asesor y Coasesor de la Tesis que desarrollará Usted, con el objeto de obtener el Grado de **Maestría en Ingeniería Eléctrica**. Me es grato comunicarle que en la Sesión de Consejo Técnico Consultivo celebrada el día 15 de diciembre del presente año, fue aprobado el Tema y Temario propuesto:

TEMARIO:

“ESTUDIO COMPARATIVO DE TÉCNICAS DE CONTROL PARA MOTORES SÍNCRONOS DE IMANES PERMANENTES”

Introducción.

- I. Modelo matemático del motor síncrono de imanes permanentes.
- II. Técnicas de control para el motor síncrono de imanes permanentes.
- III. Resultado en simulación y experimentales.

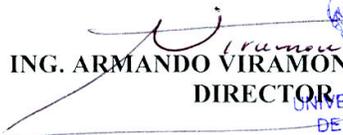
Conclusiones.

Anexos.

Bibliografía.

“MODOS ET CUNCTARUM RERUM MENSURAS AUDEBO”

ATENTAMENTE



ING. ARMANDO VIRAMONTE ALDANA
DIRECTOR
UNIVERSIDAD AUTÓNOMA
DE SAN LUIS POTOSÍ
FACULTAD DE INGENIERÍA
DIRECCION

'bcb

Dedicatoria

A mis padres, Luz y Gonzalo,

por todo su esfuerzo, sacrificio y dedicación para hacer de mí una mejor persona.

Gracias por dejarme el mejor legado que un padre puede ofrecer a un hijo: Educación.

A Nayeli,

por tu apoyo, cariño y paciencia. Eres el motor que me ayuda a seguir adelante.

Agradecimientos

A mis hermanos, Heriberto e Israel, simplemente por ser dos pilares de mi vida, gracias por todo su apoyo.

Al Dr. Ricardo Álvarez, por ser parte importante en mi formación académica, por todas las facilidades brindadas para el desarrollo de este trabajo y por todos sus consejos.

Al Dr. John Cortés, por todas sus enseñanzas y disponibilidad para que este trabajo pudiera llevarse a cabo.

A Heriberto Rodríguez y Ricardo Sierra, por haber permitido que esas largas jornadas de trabajo en el laboratorio fueran más llevaderas, pero sobre todo, gracias por su amistad.

A mis compañeros de generación, Lina Rojas, Gabriela Rangel, Alejandro Aganza, Ángel Pecina e Isaac González, sin duda, me llevo muchas enseñanzas de cada uno de ustedes.

A Ana Rivera, por todas las facilidades brindadas en la utilización de equipo en el laboratorio.

Al CONACYT, por otorgarme el apoyo económico durante la realización de mis estudios de maestría.

Resumen

Recientes avances en la electrónica de potencia y en materiales para imanes permanentes conocidos como tierras raras, han abierto nuevas perspectivas en el diseño, construcción y aplicación de motores síncronos de imanes permanentes (PMSM). Servomecanismos con motores PMSM alimentados con inversores de estado sólido están encontrando aplicaciones a una mayor escala. Motores PMSM con una salida de potencia continua superior a los 15 [kW] a 1500 rpm son comunes. Comercialmente, los motores PMSM están disponibles en una escala de al menos 746 [kW]. Imanes permanentes de tierras raras han sido recientemente utilizados en motores síncronos de gran potencia, clasificados en más de 1 [MW]. Motores grandes pueden ser utilizados tanto en aplicaciones de baja velocidad (propulsión de barcos) como a velocidad elevada (bombas y compresores). Los motores PMSM tienen muchas ventajas sobre los motores de CD convencionales (con escobillas) y sobre los motores de inducción, como lo es su alta respuesta dinámica, alta eficiencia y confiabilidad, larga vida de operación (no existe erosión debido a escobillas), operación silenciosa, rangos altos en la velocidad de operación y reducción en la interferencia electromagnética (EMI). Adicionalmente, la relación del par generado con el tamaño del motor es mayor, haciéndolo útil en aplicaciones donde el espacio y peso son factores críticos, especialmente en aplicaciones aeroespaciales.

En este trabajo se toma como referencia el desempeño de la muy conocida estrategia de Control de Campo Orientado (FOC), también conocida bajo el nombre de Control Vectorial y la cual es de amplia aplicación en la industria. Se realiza un estudio comparativo entre esta técnica (bajo esquemas de control clásico PI) contra la recientemente propuesta bajo el nombre de controlador Proporcional Integral Generalizado (GPI), la cual ha resultado robusta a lo que se denomina como entradas de perturbación clásicas (escalones, rampas y entradas de perturbación polinómica), en general, el control GPI resulta robusto ante perturbaciones que pueden ser aproximadas de manera seccional a perturbaciones de tipo polinómica. El control GPI aplicado a máquinas eléctricas, se concibe bajo el mismo enfoque que el FOC, en donde se tiene un desacoplamiento que permite el control de velocidad, posición y par. Se compara el desempeño bajo condiciones de par de carga constante y variable, así como en un régimen de baja y alta velocidad. Se utiliza la configuración típica de hardware, en donde se tiene acceso a la medición de las corrientes del estator y a la posición del rotor, así como también es abordado el método de control sin sensores o “sensorless”, en donde no se mide ninguna variable mecánica y solamente se tiene acceso a la medición de las corrientes. Los resultados en este trabajo se muestran tanto en simulación como experimentalmente.

Índice general

Introducción	1
1. Modelo matemático del motor síncrono de imanes permanentes	5
1.1. Modelo matemático del motor PMSM trifásico	5
1.1.1. Enlaces de flujo del estator	6
1.1.2. Transformación de tres a dos fases	8
1.1.3. Par	9
1.2. Modelo bifásico del motor síncrono de imanes permanentes	11
2. Técnicas de control para el motor síncrono de imanes permanentes	13
2.1. Control de Campo Orientado (FOC)	13
2.1.1. Vector espacial	13
2.1.2. Transformación de Clarke	14
2.1.3. Transformación de Park	14
2.1.4. Desacoplamiento de las componentes del flujo y del par	15
2.1.5. Controlador de corriente	16
2.1.6. Controlador de velocidad	16
2.2. Control Proporcional Integral Generalizado (GPI)	17
2.2.1. Diseño del controlador del lazo exterior	17
2.2.2. Diseño del controlador del lazo interior	19
2.3. Observador de velocidad	20
2.4. Estimador de posición	21
2.4.1. Modelo y estimador	21
2.4.2. Selección de ganancias para operación sincronizada	22
2.4.3. Sincronización en el arranque	23
2.4.4. Error de posición en estado estable	24
2.5. Consideración para el controlador GPI “sensorless”	25
3. Resultados en simulación y experimentales	27
3.1. Protocolo de simulación y experimentación - Benchmark	27
3.1.1. Trayectoria de velocidad deseada para evaluación con encoder	28
3.1.2. Trayectoria de velocidad deseada para evaluación sin encoder (sensorless)	28
3.1.3. Par de carga	29
3.1.4. Descripción de las pruebas del “benchmark”	30
3.1.5. Selección de ganancias	30
3.2. Resultados en simulación	32

3.2.1. Resultados en simulación con par de carga constante	32
3.2.2. Resultados en simulación con par de carga variable	40
3.3. Resultados experimentales	46
3.3.1. Resultados experimentales con par de carga constante	46
3.3.2. Resultados experimentales con par de carga variable	53
3.4. Análisis de resultados	60
Conclusiones	63
A. Banco de pruebas	65
A.1. Motor PMSM	65
A.2. Freno de histéresis	65
A.3. Sensores de corriente y acondicionamiento de señales	66
A.4. Sensor de posición	67
A.5. Inversor	67
A.6. Par de carga constante	67
A.7. Par de carga variable	68
A.8. Evaluación de las técnicas de control sobre un DSP	69
Bibliografía	70

Índice de figuras

2.1. Vector espacial de corriente de estator y su componente en (a,b,c).	13
2.2. Transformación de Clarke.	14
2.3. Transformación de Park.	14
2.4. Diagrama del Control de Campo Orientado para el motor síncrono de imanes permanentes.	17
2.5. Diagrama del controlador GPI para el motor síncrono de imanes permanentes	20
3.1. Referencia de velocidad, antes y después de ser filtrada	29
3.2. Par de carga constante.	29
3.3. Par de carga variable.	29
3.4. Seguimiento de velocidad y par generado. Simulación del control con encoder y par de carga constante.	33
3.5. Seguimiento de velocidad y par generado. Simulación del control “sensorless” y par de carga constante.	33
3.6. Error de velocidad. Simulación del control con encoder y par de carga constante. . .	34
3.7. Error de velocidad. Simulación del control “sensorless” y par de carga constante. . . .	34
3.8. Corrientes de estator. Simulación del control con encoder y par de carga constante. .	35
3.9. Corrientes de estator. Simulación del control “sensorless” y par de carga constante. .	35
3.10. Voltajes de estator. Simulación del control con encoder y par de carga constante. . .	36
3.11. Voltajes de estator. Simulación del control “sensorless” y par de carga constante. . . .	36
3.12. Norma de corriente de estator y norma de voltaje de estator. Simulación del control con encoder y par de carga constante.	37
3.13. Norma de corriente de estator y norma de voltaje de estator. Simulación del control “sensorless” y par de carga constante.	37
3.14. Integral del error cuadrático de velocidad. Simulación del control con encoder y par de carga constante.	38
3.15. Integral del error cuadrático de velocidad. Simulación del control “sensorless” y par de carga constante.	38
3.16. Error de posición. Simulación del control “sensorless” y par de carga constante. . . .	39
3.17. Seguimiento de velocidad y par generado. Simulación del control con encoder y par de carga variable.	40
3.18. Seguimiento de velocidad y par generado. Simulación del control “sensorless” y par de carga variable.	40
3.19. Error de velocidad. Simulación del control con encoder y par de carga variable. . . .	41
3.20. Error de velocidad. Simulación del control “sensorless” y par de carga variable.	41

3.21. Corrientes de estator. Simulación del control con encoder y par de carga variable. . .	42
3.22. Corrientes de estator. Simulación del control “sensorless” y par de carga variable. . .	42
3.23. Voltajes de estator. Simulación del control con encoder y par de carga variable. . . .	43
3.24. Voltajes de estator. Simulación del control “sensorless” y par de carga variable. . . .	43
3.25. Norma de corriente de estator y norma de voltaje de estator. Simulación del control con encoder y par de carga variable.	44
3.26. Norma de corriente de estator y norma de voltaje de estator. Simulación del control “sensorless” y par de carga variable.	44
3.27. Integral del error cuadrático de velocidad. Simulación del control con encoder y par de carga variable.	45
3.28. Integral del error cuadrático de velocidad. Simulación del control “sensorless” y par de carga variable.	45
3.29. Error de posición. Simulación del control “sensorless” y par de carga variable.	46
3.30. Seguimiento de velocidad y par generado. Experimentación del control con encoder y par de carga constante.	47
3.31. Seguimiento de velocidad y par generado. Experimentación del control “sensorless” y par de carga constante.	47
3.32. Error de velocidad. Experimentación del control con encoder y par de carga constante.	48
3.33. Error de velocidad. Experimentación del control “sensorless” y par de carga constante.	48
3.34. Corrientes de estator. Experimentación del control con encoder y par de carga constante.	49
3.35. Corrientes de estator. Experimentación del control “sensorless” y par de carga constante.	49
3.36. Voltajes de estator. Experimentación del control con encoder y par de carga constante.	50
3.37. Voltajes de estator. Experimentación del control “sensorless” y par de carga constante.	50
3.38. Norma de corriente de estator y norma de voltaje de estator. Experimentación del control con encoder y par de carga constante.	51
3.39. Norma de corriente de estator y norma de voltaje de estator. Experimentación del control “sensorless” y par de carga constante.	51
3.40. Integral del error cuadrático de velocidad. Experimentación del control con encoder y par de carga constante.	52
3.41. Integral del error cuadrático de velocidad. Experimentación del control “sensorless” y par de carga constante.	52
3.42. Error de posición. Experimentación del control “sensorless” y par de carga constante.	53
3.43. Seguimiento de velocidad y par generado. Experimentación del control con encoder y par de carga variable.	54
3.44. Seguimiento de velocidad y par generado. Experimentación del control “sensorless” y par de carga variable.	54
3.45. Error de velocidad. Experimentación del control con encoder y par de carga variable.	55
3.46. Error de velocidad. Experimentación del control “sensorless” y par de carga variable.	55
3.47. Corrientes de estator. Experimentación del control con encoder y par de carga variable.	56
3.48. Corrientes de estator. Experimentación del control “sensorless” y par de carga variable.	56
3.49. Voltajes de estator. Experimentación del control con encoder y par de carga variable.	57
3.50. Voltajes de estator. Experimentación del control “sensorless” y par de carga variable.	57
3.51. Norma de corriente de estator y norma de voltaje de estator. Experimentación del control con encoder y par de carga variable.	58
3.52. Norma de corriente de estator y norma de voltaje de estator. Experimentación del control “sensorless” y par de carga variable.	58

3.53. Integral del error cuadrático de velocidad. Experimentación del control con encoder y par de carga variable.	59
3.54. Integral del error cuadrático de velocidad. Experimentación del control “sensorless” y par de carga variable.	59
3.55. Error de posición. Experimentación del control “sensorless” y par de carga variable. .	60
A.1. Circuito para medición de una de las corrientes.	66
A.2. Tarjeta para medición de tres corrientes.	67
A.3. Circuito para la generación de diferentes niveles de par de carga constante.	68
A.4. Circuito impulsor para MOSFET.	69
A.5. Circuito para generar un par de carga variable.	69

Lista de símbolos y acrónimos

PMSM	Motor síncrono de imanes permanentes
CA	Corriente alterna
CD	Corriente directa
CPR	Ciclos por revolución
DSP	Procesador digital de señales
FOC	Control de Campo Orientado
GPI	Proporcional Integral Generalizado
i_{S1}, i_{S2}, i_{S3}	Corrientes de fase del estator
i_{Sa}, i_{Sb}	Corrientes de estator en el marco de referencia $\alpha\beta$
i_d, i_q	Corrientes de estator en el marco de referencia dq
u_{S1}, u_{S2}, u_{S3}	Voltajes de fase del estator
u_{Sa}, u_{Sb}	Voltajes de estator en el marco de referencia $\alpha\beta$
u_d, u_q	Voltajes de estator en el marco de referencia dq
ω_{sf}^*	Referencia de velocidad sin filtrar
ω_R^*	Referencia de velocidad filtrada
τ_L	Par de carga
τ	Par electromagnético
ω_R	Velocidad del motor
$\hat{\omega}_R$	Velocidad del motor estimada
$\tilde{\omega}_R$	Error de velocidad
ω_1	Derivada de la posición estimada
θ_R	Posición angular del rotor
$\hat{\theta}_R$	Posición estimada
$\tilde{\theta}_R$	Error de posición
n_p	Número de pares de polos
R_S	Resistencia de fase de estator
L_S	Inductancia de fase de estator
K_m	Constante del voltaje
λ, α	Ganancias del estimador de posición para una operación sincronizada

$\tilde{\mathbf{B}}_S$	Campo magnético del estator
$\tilde{\mathbf{B}}_R$	Campo magnético debido a los imanes permanentes
κ	Término para tomar en cuenta las fugas en el campo magnético del rotor
r_R	Radio del rotor
r_S	Radio del estator
r	Radio medio del entrehierro
N_S	Número de espiras en el estator
$\psi_{S1}, \psi_{S2}, \psi_{S3}$	Enlaces de flujo en las fases del estator

Introducción

En general, los motores con imanes permanentes se clasifican en:

- Motor de CD con escobillas
- Motor de CD sin escobillas
- Motor de CA síncrono

La construcción del motor de CD de imanes permanentes con escobillas es similar al motor de CD pero con el sistema de excitación reemplazado por imanes permanentes. Los diseños del motor de CD sin escobillas (BLDC) y del motor síncrono de imanes permanentes (PMSM) son prácticamente el mismo: con un estator polifásico e imanes permanentes localizados en el rotor. La única diferencia radica en el control y en la forma del voltaje de excitación: el motor PMSM se alimenta con ondas sinusoidales que posteriormente producen un campo magnético rotativo. En el motor BLDC las corrientes en el estator tienen forma cuadrada y se presenta una fuerza contraelectromotriz (f_{cem}) trapezoidal, solo dos fases del estator (para conexión en Y) conducen corriente al mismo tiempo y el patrón de conmutación es sincronizado con la posición angular del rotor (conmutación electrónica).

La corriente de armadura de los motores PMSM y BLDC no se transmite a través de escobillas, las cuales están sujetas a desgaste y requieren mantenimiento. Otra ventaja de los motores denominados “brushless” (sin escobillas) es el hecho de que las pérdidas de potencia ocurren en el estator, en donde las condiciones de transferencia de calor son buenas. Consecuentemente, la densidad de potencia puede incrementarse en comparación con un motor de CD convencional (con escobillas). Adicionalmente, se alcanza una mejora considerable en la dinámica debido a que la densidad de flujo magnético en el entrehierro es alta, el rotor tiene también una inercia menor. Entonces, para una potencia determinada, el volumen de un motor de imanes permanentes sin escobillas (PMSM o BLDC) puede ser menor en más de un 40 % que en el caso de un motor de CD con escobillas.

El motor PMSM puede pensarse como un cruce entre el motor de inducción y el motor BLDC, ya que tiene una estructura de rotor similar al motor BLDC. Sin embargo, la estructura del estator se asemeja más a la del motor de inducción, en donde los devanados se construyen de tal forma que se produzca una densidad de flujo sinusoidal en el entrehierro de la máquina. Como resultado, los motores PMSM se desempeñan mejor cuando son operados con ondas sinusoidales. Sin embargo, a diferencia del motor de inducción, los motores PMSM tienen un bajo desempeño con el control escalar V/f (voltaje/frecuencia), la técnica más popular de control escalar. El Control de Campo Orientado (FOC) aplicado en motores PMSM ofrecen un desempeño a la par del motor de inducción.

Los motores PMSM proporcionan una densidad de potencia más elevada que en el caso de los motores de inducción, esto es debido a que en la máquina de inducción, parte de la corriente del estator es requerida para inducir corriente en el rotor y así producir un flujo en el rotor, estas

corrientes adicionales generan calor dentro del motor, sin embargo, en el motor PMSM el flujo del rotor ya se encuentra establecido por los imanes permanentes.

La mayoría de los motores PMSM utilizan imanes permanentes que son montados en la superficie del rotor. Esto hace que el par generado sea el resultado de la fuerza reactiva entre los imanes del rotor y los electro-imites del estator. Esto se traduce en que el ángulo óptimo del par es de 90 grados, y es obtenido al regular la corriente en el eje d a un valor de cero en una aplicación típica del FOC. Sin embargo, algunos motores PMSM tienen imanes que se encuentran enterrados en la estructura del rotor. Ese motor es conocido como motor síncrono de imanes permanentes interiores (IPMSM). Como resultado, el flujo radial está más concentrado en ciertos ángulos que en otros. Esto da lugar a una componente adicional del par llamada par de reluctancia, que se debe al cambio en la inductancia del motor a largo de la trayectoria concentrada y no concentrada del flujo. Esto causa que el ángulo óptimo del par sea mayor a 90 grados, lo cual requiere de una regulación en la corriente en el eje d para que se fije a un valor negativo. Esta corriente negativa en el eje d también resulta en un debilitamiento del campo, lo cual reduce la densidad del flujo, que a su vez disminuye parcialmente las pérdidas en el núcleo. Como resultado, los motores IPMSM entregan una mayor potencia para un tamaño determinado. Estos motores están siendo cada vez más populares como motores de tracción en vehículos híbridos, así como en aplicaciones de velocidad variable y sistemas de calefacción, ventilación y aire acondicionado.

Un desarrollo relativamente reciente es un control basado en reconstructores integrales que ha sido denominado Control Proporcional Integral Generalizado (GPI) [13]. Los esquemas de control basados en controladores GPI pueden involucrar en su diseño rechazo a perturbaciones polinómicas. Este rechazo se implementa por medio de integraciones iteradas dependiendo del grado de perturbación a rechazar. Estos esquemas han resultado bastante robustos para perturbaciones estructuradas y con aproximación local polinómica en el tiempo [14]. La funcionalidad de esta estrategia de control ha sido aplicada exitosamente en dispositivos electrónicos [15], sistemas mecánicos [16], motores de inducción [17], etc.

Planteamiento del problema

Se sabe que el controlador V/f es un esquema que resulta insatisfactorio para aplicaciones demandantes, en donde se requiere una gran precisión en la velocidad. Particularmente y a diferencia de los motores de inducción, el motor PMSM ofrece un desempeño defectuoso con la estrategia V/f , ya que el motor PMSM no cuenta con una bobina en el rotor para proveer amortiguamiento mecánico en condiciones transitorias. Es por esta razón que la técnica de control más popular usada en motores PMSM es el Control de Campo Orientado (FOC), el cual ofrece un buen desempeño. Cabe resaltar que el control FOC es una tecnología que está muy madura.

En la práctica, el Control de Campo Orientado requiere del conocimiento preciso de los parámetros del motor. Diferentes estudios han reportado la influencia de las desviaciones paramétricas en los controladores FOC, indicando que el error en los parámetros estimados resultan en un pobre desempeño del controlador [22]. Uno de los principales efectos de la imprecisión de los parámetros estimados es el incorrecto cálculo del ángulo, así como la magnitud del flujo. En general, se causa una incorrecta aplicación de las referencias en las componentes del flujo y del par, ocasionando problemas como:

- El par generado por el motor no es el valor esperado
- La respuesta del par es más lenta de lo esperado

- Se disminuye la eficiencia de la potencia

Es clara la necesidad de estrategias de control robusto como es el caso del controlador GPI, en donde se garanticen desempeños satisfactorios bajo la variación de los parámetros del motor o estimaciones no precisas de éstos.

Algunas aplicaciones no permiten la posibilidad de incluir un sensor de posición debido a la limitación del espacio o a lo áspero de las condiciones ambientales. En contraste con la medición de las corrientes, la medida de la posición es costosa y extremadamente sensible.

Los métodos sin sensores o “sensorless” evitan la necesidad de un sensor mecánico; brindando ventajas en el costo y robustez. El control sin el uso de un encoder convence por la alta robustez mecánica que se gana, así como al no tener presente en la máquina componentes electrónicos sensibles. Al utilizar métodos “sensorless”, la extracción de la información de la posición se hace directamente en el área de la etapa de electrónica de potencia, ya que se utiliza la información que otorgan los sensores de corriente, en donde el medio ambiente de la máquina no tiene influencia.

El control sin sensores se puede dividir en dos principios que se separan por el dominio de operación al que son aplicables. El primero se basa en la evaluación del voltaje inducido debido a la rotación del rotor (f_{cem}), que fue presentado por primera vez en [18]. Recientes desarrollos de este método son mostrados en [19], y un arranque desde una velocidad de cero es analizado en [20]. Como el voltaje inducido es proporcional a la velocidad, el voltaje inducido a velocidades pequeñas es muy bajo, entonces, la información de la posición obtenida por este método desaparece a baja velocidad.

En el régimen de baja velocidad, los métodos que dominan son los basados en la saliencia. La saliencia es un fenómeno que se presenta en rotores en donde los imanes permanentes se encuentran incrustados de tal forma que la densidad de flujo alrededor del rotor no es constante, ocasionando que $L_d \neq L_q$. La saliencia permite que el par generado pueda ser mayor, ya que se produce un par de reluctancia además del par producido por los imanes permanentes. Al motor que posee un rotor con estas características se le conoce como motor síncrono de imanes permanentes interiores (IPMSM). En los métodos que utilizan la saliencia, la dependencia de la posición con la inductancia es explotada. Se inyecta una señal adicional de voltaje para detectar la variación de la inductancia causada por la saliencia del rotor. Usualmente estos esquemas son inaplicables a velocidad elevada, debido a la limitación de voltaje causada por la señal de excitación adicional. Además, la saliencia es una característica magnética especial que puede no estar presente en el motor, especialmente los motores que tienen los imanes montados en la superficie del rotor, como en el caso del motor PMSM. Las aplicaciones que requieren operación sin sensores en el rango completo de velocidad, generalmente aplican esquemas de estimación híbridos que combinan ambos métodos [21].

Para este trabajo, se utiliza la metodología presentada en [4], que consiste en una variante de lo que se conoce como “modelo del voltaje” para la estimación de la posición del rotor en motores síncronos de imanes permanentes no salientes. Con esta metodología se garantiza la sincronización para cualquier posición inicial del rotor, así como también puede lograrse una rotación en sentido opuesto de manera estable, en ambos casos bajo condiciones de carga. La sensibilidad paramétrica de este estimador resulta pequeña, ya que los valores de la resistencia e inductancia pueden ser subestimados.

Objetivo

Realizar un estudio comparativo entre la técnica de Control de Campo Orientado (FOC) y el controlador Proporcional Integral Generalizado (GPI). Dicha comparación se lleva a cabo bajo un protocolo de experimentación que permite evaluar los algoritmos de control en el seguimiento de velocidad. Se desean explorar diferentes configuraciones de hardware, tal como lo es la configuración típica en control de máquinas eléctricas (medición de la posición y corrientes del estator) y la configuración “sensorless” (medición solamente de las corrientes del estator).

Sinopsis del documento

En el Capítulo 1, se obtiene el modelo matemático del motor PMSM trifásico con rotor cilíndrico, mostrándose la transformación del modelo trifásico al marco de referencia fijo $\alpha\beta$.

En el Capítulo 2, se presentan las técnicas de control para el motor PMSM, comenzando con el desacople de las componentes del flujo y del par que posteriormente dan lugar al controlador FOC bajo esquemas de control PI. Posteriormente se presenta el diseño del controlador GPI, el cual se separa en dos lazos de control: lazo exterior y lazo interior, ambos formados por controladores GPI. En este mismo capítulo se presenta un observador de orden reducido para la estimación de la velocidad. Finalmente, un estimador de posición es presentado para la evaluación de los algoritmos de control sin sensores mecánicos.

En el Capítulo 3, se describe cada uno de los componentes que conforman la plataforma experimental. Se presenta el protocolo de experimentación, el cual permite demostrar las capacidades de los algoritmos en tareas de seguimiento de velocidad y bajo distintos regímenes de operación. Se muestran los resultados obtenidos en simulación y los obtenidos a partir de las pruebas experimentales.

En el último apartado, se dan las conclusiones del trabajo realizado.

Capítulo 1

Modelo matemático del motor síncrono de imanes permanentes

1.1. Modelo matemático del motor PMSM trifásico

Se toma el modelo estándar del motor PMSM que se encuentra en la literatura. De manera particular, se presenta una síntesis del modelo matemático presentado en el libro de Chiasson [2], el cual resulta una referencia obligada en el campo del control de motores de imanes permanentes.

El campo magnético del estator es el mismo que en el caso del motor de inducción y el cual está dado por

$$\vec{\mathbf{B}}_S(i_{S1}, i_{S2}, i_{S3}, r, \theta) = \frac{\mu_0 N_S r_R}{2g} \frac{r_R}{r} (i_{S1} \cos(\theta) + i_{S2} \cos(\theta - 2\pi/3) + i_{S3} \cos(\theta - 4\pi/3)) \hat{\mathbf{r}} \quad (1.1)$$

en donde $\vec{\mathbf{B}}_S$ es el campo magnético del estator, r_R es el radio del rotor, r es el radio medio del entrehierro y $\hat{\mathbf{r}}$ es un vector unitario en dirección radial.

El campo magnético debido al imán permanente es de la forma

$$\vec{\mathbf{B}}_R(r, \theta - \theta_R) = B_m \frac{r_R}{r} \cos(\theta - \theta_R) \hat{\mathbf{r}}.$$

Cuando $r = r_S$ se escribe como

$$\vec{\mathbf{B}}_R(r_S, \theta - \theta_R) = \kappa B_m \frac{r_R}{r_S} \cos(\theta - \theta_R) \hat{\mathbf{r}} \quad (1.2)$$

en donde el factor κ es incluido para tomar en cuenta las fugas. Las cantidades que van a ser calculadas son los enlaces de flujo del estator y el par del rotor. Debido a que el rotor no tiene devanados, el par es calculado mediante el par ejercido en los devanados del estator y después dejando $\vec{\tau}_R = -\vec{\tau}_S$. Consecuentemente, todos los cálculos pueden hacerse con el valor del campo magnético total en el interior de la superficie del estator.

Con $\vec{\mathbf{B}}_S$ y $\vec{\mathbf{B}}_R$ dados por (1.1) y (1.2), respectivamente, el campo magnético radial total $\vec{\mathbf{B}}$ del entrehierro en el lado del estator es

$$\vec{\mathbf{B}}(i_{S1}, i_{S2}, i_{S3}, r_S, \theta, \theta_R) \triangleq \vec{\mathbf{B}}_S(i_{S1}, i_{S2}, i_{S3}, r_S, \theta) + \vec{\mathbf{B}}_R(r_S, \theta - \theta_R). \quad (1.3)$$

1.1.1. Enlaces de flujo del estator

Usando (1.3) para \vec{B} del entrehierro en el lado del estator, el enlace de flujo del estator en la fase 1 del estator se calcula como:

$$\begin{aligned}\psi_{S1}(t) &= \int_0^\pi \frac{N_S}{2} \sin(\theta) \times \left(\int_{\theta-\pi}^\theta l_1 r_S B(i_{S1}, i_{S2}, i_{S3}, r_S, \theta', \theta_R) d\theta' \right) d\theta \\ &= \int_0^\pi \frac{N_S}{2} \sin(\theta) \times \left(\int_{\theta-\pi}^\theta l_1 r_S B_S(i_{S1}, i_{S2}, i_{S3}, r_S, \theta') d\theta' \right) d\theta \\ &\quad + \int_0^\pi \frac{N_S}{2} \sin(\theta) \times \left(\int_{\theta-\pi}^\theta l_1 r_S B_R(r_S, \theta' - \theta_R) d\theta' \right) d\theta.\end{aligned}$$

La primera integral es la misma que en el caso del motor síncrono con rotor devanado y el motor de inducción, esto es:

$$\begin{aligned}\psi_{S1}(t) &= \int_0^\pi \frac{N_S}{2} \sin(\theta) \times \left(\int_{\theta-\pi}^\theta l_1 r_S B(i_{S1}, i_{S2}, i_{S3}, i_{R1}, i_{R2}, i_{R3}, r_S, \theta', \theta_R) d\theta' \right) d\theta \\ &= \frac{2}{3} L_S (i_{S1} + i_{S2} \cos(2\pi/3) + i_{S3} \cos(4\pi/3)) \\ &\quad + \frac{2}{3} M (i_{R1} \cos(\theta_R) + i_{R2} \cos(\theta_R + 2\pi/3) + i_{R3} \cos(\theta_R + 4\pi/3))\end{aligned}$$

esto da como resultado:

$$\begin{aligned}\psi_{S1}(t) &= \int_0^\pi \frac{N_S}{2} \sin(\theta) \times \left(\int_{\theta-\pi}^\theta l_1 r_S B(i_{S1}, i_{S2}, i_{S3}, r_S, \theta') d\theta' \right) d\theta \\ &= \frac{2}{3} L_S (i_{S1} + i_{S2} \cos(2\pi/3) + i_{S3} \cos(4\pi/3))\end{aligned}$$

donde:

$$L_S = \frac{3\pi\mu_0 l_1 l_2 N_S^2}{2 \cdot 8g}. \quad (1.4)$$

La segunda integral se evalúa como:

$$\begin{aligned}
& \int_0^\pi \frac{N_S}{2} \sin(\theta) \left(\int_{\theta-\pi}^\theta \kappa B_m \frac{r_R}{r_S} \cos(\theta' - \theta_R) l_1 r_S d\theta' \right) d\theta \\
&= \int_0^\pi \frac{N_S}{2} \sin(\theta) 2\kappa B_m \frac{r_R}{r_S} \sin(\theta - \theta_R) l_1 r_S d\theta \\
&= \kappa l_1 r_R B_m N_S \cos(\theta_R) \int_0^\pi \sin^2(\theta) d\theta = \kappa l_1 r_R B_m N_S \cos(\theta_R) \frac{\pi}{2} \\
&= \kappa l_1 r_R B_m N_S \frac{\pi}{2} \cos(\theta_R) \\
&= \sqrt{\frac{2}{3}} K_m \cos(\theta_R)
\end{aligned}$$

donde:

$$K_m \triangleq \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{\kappa \pi l_1 l_1 B_m N_S}{4} \quad (1.5)$$

esto es:

$$\psi_{S1}(t) = \frac{2}{3} L_S (i_{S1} + i_{S2} \cos(2\pi/3) + i_{S3} \cos(4\pi/3)) + \sqrt{\frac{2}{3}} K_m \cos(\theta_R). \quad (1.6)$$

De manera similar:

$$\begin{aligned}
\psi_{S2}(t) &= \int_{2\pi/3}^{2\pi/3+\pi} \frac{N_S}{2} \sin(\theta - 2\pi/3) \left(\int_{\theta-\pi}^\theta l_1 r_S B(i_{S1}, i_{S2}, i_{S3}, r_S, \theta', \theta_R) d\theta' \right) d\theta \\
&= \frac{2}{3} L_S (i_{S1} \cos(2\pi/3) + i_{S2} + i_{S3} \cos(2\pi/3)) + \sqrt{\frac{2}{3}} K_m \cos(\theta_R - 2\pi/3)
\end{aligned} \quad (1.7)$$

y

$$\begin{aligned}
\psi_{S3}(t) &= \int_{4\pi/3}^{4\pi/3+\pi} \frac{N_S}{2} \sin(\theta - 4\pi/3) \left(\int_{\theta-\pi}^\theta l_1 r_S B(i_{S1}, i_{S2}, i_{S3}, r_S, \theta', \theta_R) d\theta' \right) d\theta \\
&= \frac{2}{3} L_S (i_{S1} \cos(4\pi/3) + i_{S2} \cos(2\pi/3) + i_{S3}) + \sqrt{\frac{2}{3}} K_m \cos(\theta_R - 4\pi/3).
\end{aligned} \quad (1.8)$$

El factor $2/3$ frente a L_S y el factor $\sqrt{2/3}$ frente a K_m en las ecuaciones (1.6), (1.7) y (1.8) están dados de modo que las expresiones para L_S y K_m son el coeficientes de inductancia y la constante de la fuerza contraelectromotriz, respectivamente, en el modelo equivalente bifásico.

En forma de matriz, los enlaces de flujo se pueden escribir como:

$$\begin{bmatrix} \psi_{S1}(t) \\ \psi_{S2}(t) \\ \psi_{S3}(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3}L_S \begin{bmatrix} 1 & \cos(2\pi/3) & \cos(4\pi/3) \\ \cos(2\pi/3) & 1 & \cos(2\pi/3) \\ \cos(4\pi/3) & \cos(-2\pi/3) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{S1}(t) \\ i_{S2}(t) \\ i_{S3}(t) \end{bmatrix} \\ + \sqrt{\frac{2}{3}}K_m \begin{bmatrix} \cos(\theta_R) \\ \cos(\theta_R - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_R - 4\pi/3) \end{bmatrix}. \quad (1.9)$$

Con la obvia definición para la matriz C_1 , los enlaces de flujo se escriben de una manera más compacta con:

$$\begin{bmatrix} \psi_{S1}(t) \\ \psi_{S2}(t) \\ \psi_{S3}(t) \end{bmatrix} = C_1 \begin{bmatrix} i_{S1}(t) \\ i_{S2}(t) \\ i_{S3}(t) \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{2}{3}}K_m \begin{bmatrix} \cos(\theta_R) \\ \cos(\theta_R - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_R - 4\pi/3) \end{bmatrix}. \quad (1.10)$$

Se asume que los voltajes del estator u_{S1} , u_{S2} y u_{S3} están balanceados, entonces, de acuerdo con la ley de Faraday se tiene:

$$\begin{aligned} u_{S1}(t) &= R_S i_{S1} + \frac{d\psi_{S1}(t)}{dt}, \\ u_{S2}(t) &= R_S i_{S2} + \frac{d\psi_{S2}(t)}{dt}, \\ u_{S3}(t) &= R_S i_{S3} + \frac{d\psi_{S3}(t)}{dt}. \end{aligned} \quad (1.11)$$

1.1.2. Transformación de tres a dos fases

Los voltajes del estator son asumidos como balanceados y se asume que el estator de la máquina tiene una conexión en estrella, de modo que las corrientes del estator están también balanceadas.

La transformación de Clarke se utiliza para llevar un sistema de tres fases a un marco de referencia con solamente dos ejes ortogonales llamados (α, β) , se hace uso de esta transformación para simplificar las ecuaciones del flujo. Se tiene la matriz Q que define la transformación de Clarke y está dada por:

$$Q \triangleq \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix}, \quad (1.12)$$

entonces se define:

$$\begin{bmatrix} i_{Sa}(t) \\ i_{Sb}(t) \\ i_{S0}(t) \end{bmatrix} \triangleq Q \begin{bmatrix} i_{S1}(t) \\ i_{S2}(t) \\ i_{S3}(t) \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} \lambda_{Sa}(t) \\ \lambda_{Sb}(t) \\ \lambda_{S0}(t) \end{bmatrix} \triangleq Q \begin{bmatrix} \psi_{S1}(t) \\ \psi_{S2}(t) \\ \psi_{S3}(t) \end{bmatrix}$$

donde:

$$\begin{aligned}\lambda_{S0}(t) &= \frac{1}{\sqrt{3}}(\psi_{S1}(t) + \psi_{S2}(t) + \psi_{S3}(t)) \equiv 0 \\ i_{S0}(t) &= \frac{1}{\sqrt{3}}(i_{S1}(t) + i_{S2}(t) + i_{S3}(t)) \equiv 0.\end{aligned}$$

Las ecuaciones dinámicas para los enlaces de flujo en el estator (1.11) se transforman en:

$$\begin{aligned}u_{Sa}(t) &= R_S i_{Sa} + \frac{d\lambda_{Sa}(t)}{dt} \\ u_{Sb}(t) &= R_S i_{Sb} + \frac{d\lambda_{Sb}(t)}{dt} \\ u_{S0}(t) &= R_S i_{S0} + \frac{d\lambda_{S0}(t)}{dt}.\end{aligned}\tag{1.13}$$

A partir de (1.10) se pueden encontrar las expresiones equivalentes en dos fases de los enlaces de flujo en términos de las corrientes, entonces:

$$\begin{aligned}\begin{bmatrix} \lambda_{Sa}(t) \\ \lambda_{Sb}(t) \\ \lambda_{S0}(t) \end{bmatrix} &= QC_1 Q^{-1} \begin{bmatrix} i_{Sa}(t) \\ i_{Sb}(t) \\ i_{S0}(t) \end{bmatrix} + Q \sqrt{\frac{2}{3}} K_m \begin{bmatrix} \cos(\theta_R) \\ \cos(\theta_R - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_R - 4\pi/3) \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} L_S & 0 & 0 \\ 0 & L_S & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Sa}(t) \\ i_{Sb}(t) \\ i_{S0}(t) \end{bmatrix} + K_m \begin{bmatrix} \cos(\theta_R) \\ \sin(\theta_R) \\ 0 \end{bmatrix}\end{aligned}\tag{1.14}$$

o

$$\begin{aligned}\lambda_{Sa}(t) &\equiv L_S i_{Sa}(t) + K_m \cos(\theta_R) \\ \lambda_{Sb}(t) &\equiv L_S i_{Sb}(t) + K_m \sin(\theta_R) \\ \lambda_{S0}(t) &\equiv 0.\end{aligned}\tag{1.15}$$

Sustituyendo los valores $\lambda_{Sa}(t)$, $\lambda_{Sb}(t)$ y $\lambda_{S0}(t)$ de (1.15) en (1.13), las ecuaciones equivalentes en dos fases para las corrientes del rotor y estator de un motor trifásico conectado en estrella, se vuelven:

$$\begin{aligned}u_{Sa}(t) &= L_S \frac{d}{dt} i_{Sa} + K_m \frac{d}{dt} \cos(\theta_R) + R_S i_{Sa} \\ u_{Sb}(t) &= L_S \frac{d}{dt} i_{Sb} + K_m \frac{d}{dt} \sin(\theta_R) + R_S i_{Sb} \\ u_{S0}(t) &= 0\end{aligned}\tag{1.16}$$

donde $i_{S0} \equiv 0$.

1.1.3. Par

La estrategia es calcular el par en el rotor $\vec{\tau}_R$ a partir de haber determinado el par $\vec{\tau}_S$ que produce el campo magnético de los imanes permanentes del rotor sobre los devanados del estator, y después, usar $\vec{\tau}_R = -\vec{\tau}_S$. El campo magnético del rotor en la superficie interior del estator es:

$$\vec{B}_R(r_S, \theta - \theta_R) = \kappa B_m \frac{r_R}{r_S} \cos(\theta - \theta_R) \hat{r}.$$

El par en la fase 1 del estator es calculada entonces por:

$$\begin{aligned}
\vec{\tau}_{S1} &= \int_{\theta=0}^{2\pi} r_S \hat{\mathbf{r}} \times \left(i_{S1}(t) \frac{N_S}{2} \sin(\theta) d\theta (+l_1 \hat{\mathbf{z}}) \times \left(B_{R|r=r_S} \hat{\mathbf{r}} \right) \right) \\
&= \int_{\theta=0}^{2\pi} r_S i_{S1}(t) \frac{l_1 N_S}{2} \sin(\theta) \left(\kappa B_m \frac{r_R}{r_S} \right) \cos(\theta - \theta_R) d\theta \hat{\mathbf{z}} \\
&= i_{S1}(t) \frac{\kappa B_m l_1 r_R N_S}{2} \int_{\theta=0}^{2\pi} \sin(\theta) \cos(\theta - \theta_R) d\theta \hat{\mathbf{z}} \\
&= \kappa l_1 r_R B_m N_S \frac{\pi}{2} i_{S1}(t) \sin(\theta_R) \hat{\mathbf{z}} \\
&= \sqrt{\frac{2}{3}} K_m i_{S1}(t) \sin(\theta_R) \hat{\mathbf{z}}
\end{aligned} \tag{1.17}$$

donde K_m es como se indica en (1.5).

El par en la fase 2 del estator es entonces:

$$\begin{aligned}
\vec{\tau}_{S2} &= \int_{\theta=0}^{2\pi} r_S \hat{\mathbf{r}} \times \left(i_{S2}(t) \frac{N_S}{2} \sin(\theta - 2\pi/3) d\theta (+l_1 \hat{\mathbf{z}}) \times \left(B_{R|r=r_S} \hat{\mathbf{r}} \right) \right) \\
&= \int_{\theta=0}^{2\pi} r_S i_{S2}(t) \frac{l_1 N_S}{2} \sin(\theta - 2\pi/3) \left(\kappa B_m \frac{r_R}{r_S} \right) \cos(\theta - \theta_R) d\theta \hat{\mathbf{z}} \\
&= i_{S2}(t) \frac{\kappa B_m l_1 r_R N_S}{2} \int_{\theta=0}^{2\pi} \sin(\theta - 2\pi/3) \cos(\theta - \theta_R) d\theta \hat{\mathbf{z}} \\
&= i_{S2}(t) \frac{\kappa B_m l_1 r_R N_S}{2} \int_{\theta=0}^{2\pi} \frac{1}{2} \left(\sin\left(2\theta - \frac{2\pi}{3} - \theta_R\right) + \sin\left(\theta_R - \frac{2\pi}{3}\right) \right) d\theta \hat{\mathbf{z}} \\
&= \kappa l_1 r_R B_m N_S \frac{\pi}{2} i_{S2}(t) \sin(\theta_R - 2\pi/3) \hat{\mathbf{z}} \\
&= \sqrt{\frac{2}{3}} K_m i_{S2}(t) \sin(\theta_R - 2\pi/3) \hat{\mathbf{z}}.
\end{aligned} \tag{1.18}$$

Finalmente, el par en la fase 3 del estator es calculada como:

$$\begin{aligned}
\vec{\tau}_{S3} &= \int_{\theta=0}^{2\pi} r_S \hat{\mathbf{r}} \times \left(i_{S3}(t) \frac{N_S}{2} \sin(\theta - 4\pi/3) d\theta (+l_1 \hat{\mathbf{z}}) \times \left(B_{R|r=r_S} \hat{\mathbf{r}} \right) \right) \\
&= \int_{\theta=0}^{2\pi} r_S i_{S3}(t) \frac{l_1 N_S}{2} \sin(\theta - 4\pi/3) \left(\kappa B_m \frac{r_R}{r_S} \right) \cos(\theta - \theta_R) d\theta \hat{\mathbf{z}} \\
&= i_{S3}(t) \frac{\kappa B_m l_1 r_R N_S}{2} \int_{\theta=0}^{2\pi} \sin(\theta - 4\pi/3) \cos(\theta - \theta_R) d\theta \hat{\mathbf{z}} \\
&= i_{S3}(t) \frac{\kappa B_m l_1 r_R N_S}{2} \int_{\theta=0}^{2\pi} \frac{1}{2} \left(\sin\left(2\theta - \frac{4\pi}{3} - \theta_R\right) + \sin\left(\theta_R - \frac{4\pi}{3}\right) \right) d\theta \hat{\mathbf{z}} \\
&= \kappa l_1 r_R B_m N_S \frac{\pi}{2} i_{S3}(t) \sin(\theta_R - 4\pi/3) \hat{\mathbf{z}} \\
&= \sqrt{\frac{2}{3}} K_m i_{S3}(t) \sin(\theta_R - 4\pi/3) \hat{\mathbf{z}}. \tag{1.19}
\end{aligned}$$

El par total es entonces $\tau_S = \tau_{S1} + \tau_{S2} + \tau_{S3}$ o también:

$$\tau_S = \sqrt{\frac{2}{3}} K_m (i_{S1} \sin(\theta_R) + i_{S2} \sin(\theta_R - 2\pi/3) + i_{S3} \sin(\theta_R - 4\pi/3)). \tag{1.20}$$

Se sustituye:

$$\begin{bmatrix} i_{S1}(t) \\ i_{S2}(t) \\ i_{S3}(t) \end{bmatrix} \triangleq Q^{-1} \begin{bmatrix} i_{Sa}(t) \\ i_{Sb}(t) \\ i_{S0}(t) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} 2/3 & 0 & \sqrt{2}/3 \\ -1/3 & 1/\sqrt{3} & \sqrt{2}/3 \\ -1/3 & -1/\sqrt{3} & \sqrt{2}/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Sa}(t) \\ i_{Sb}(t) \\ i_{S0}(t) \end{bmatrix}$$

en (1.20) para obtener ($i_{S0}(t) \equiv 0$)

$$\tau_S = K_m (i_{Sa} \sin(\theta_R) - i_{Sb} \cos(\theta_R)). \tag{1.21}$$

Por lo tanto, el par en el rotor es:

$$\tau_R = -K_m (i_{Sa} \sin(\theta_R) - i_{Sb} \cos(\theta_R)). \tag{1.22}$$

1.2. Modelo bifásico del motor síncrono de imanes permanentes

Al sustituir las expresiones de los enlaces de flujo del estator (1.15) en (1.13), se obtiene:

$$\begin{aligned}
u_{Sa}(t) &= L_S \frac{di_{Sa}}{dt} + K_m \frac{d}{dt} \cos(\theta_R) + R_S i_{Sa}, \\
u_{Sb}(t) &= L_S \frac{di_{Sb}}{dt} + K_m \frac{d}{dt} \sin(\theta_R) + R_S i_{Sb}
\end{aligned}$$

lo cual se puede simplificar como:

$$\begin{aligned}
L_S \frac{di_{Sa}}{dt} &= -R_S i_{Sa} - K_m \omega_R \sin(\theta_R) + u_{Sa}, \\
L_S \frac{di_{Sb}}{dt} &= -R_S i_{Sb} + K_m \omega_R \cos(\theta_R) + u_{Sb}.
\end{aligned} \tag{1.23}$$

Las ecuaciones mecánicas del motor son simplemente:

$$\begin{aligned}
J \frac{d\omega_R}{dt} &= \tau_R - \tau_L \\
\frac{d\theta_R}{dt} &= \omega_R.
\end{aligned} \tag{1.24}$$

Entonces, al sustituir la ecuación (1.22) del par en el rotor en (1.24), las ecuaciones mecánicas para el motor síncrono de imanes permanentes quedan como:

$$\begin{aligned}
J \frac{d\omega_R}{dt} &= K_m (i_{Sb} \cos(\theta_R) - i_{Sa} \sin(\theta_R)) - \tau_L \\
\frac{d\theta_R}{dt} &= \omega_R.
\end{aligned} \tag{1.25}$$

Al juntar las expresiones (1.23) con (1.25) se obtiene el modelo matemático bifásico de un motor síncrono de imanes permanentes trifásico y conectado en estrella

$$\begin{aligned}
L_S \frac{di_{Sa}}{dt} &= -R_S i_{Sa} - K_m \omega_R \sin(\theta_R) + u_{Sa} \\
L_S \frac{di_{Sb}}{dt} &= -R_S i_{Sb} + K_m \omega_R \cos(\theta_R) + u_{Sb} \\
J \frac{d\omega_R}{dt} &= K_m (i_{Sb} \cos(\theta_R) - i_{Sa} \sin(\theta_R)) - \tau_L \\
\frac{d\theta_R}{dt} &= \omega_R.
\end{aligned} \tag{1.26}$$

El modelo anterior es para una máquina con un solo par de polos ($n_p = 1$), entonces, el modelo bifásico de la máquina síncrona de imanes permanentes con n_p pares de polos, está dado por:

$$\begin{aligned}
L_S \frac{di_{Sa}}{dt} &= -R_S i_{Sa} + K_m \omega_R \sin(n_p \theta_R) + u_{Sa} \\
L_S \frac{di_{Sb}}{dt} &= -R_S i_{Sb} - K_m \omega_R \cos(n_p \theta_R) + u_{Sb} \\
J \frac{d\omega_R}{dt} &= K_m (-i_{Sa} \sin(n_p \theta_R) + i_{Sb} \cos(n_p \theta_R)) - \tau_L \\
\frac{d\theta_R}{dt} &= \omega_R.
\end{aligned} \tag{1.27}$$

Capítulo 2

Técnicas de control para el motor síncrono de imanes permanentes

2.1. Control de Campo Orientado (FOC)

2.1.1. Vector espacial

Los voltajes, corrientes y flujos trifásicos pueden ser analizados en términos de vectores espaciales complejos. En términos de las corrientes y asumiendo que i_{S1} , i_{S2} e i_{S3} son las corrientes instantáneas en las fases del estator, entonces el vector espacial complejo de corriente de estator \bar{i}_s es definido por:

$$\bar{i}_s = i_{S1} + \alpha i_{S2} + \alpha^2 i_{S3}$$

en donde $\alpha = e^{j\frac{2}{3}\pi}$ representa el operador espacial ($\alpha = 1\angle 120^\circ$). La figura 2.1 muestra el vector espacial complejo de corriente de estator:

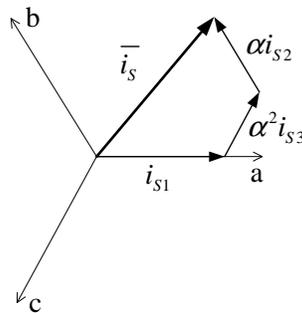


Figura 2.1: Vector espacial de corriente de estator y su componente en (a,b,c).

Este vector espacial de corriente representa el sistema trifásico sinusoidal, pero todavía necesita ser transformado a un sistema de dos coordenadas invariante en el tiempo. Esta transformación puede ser realizada en dos etapas:

- (a,b,c) \rightarrow (α, β) Transformación de Clarke, cuya salida es un sistema de dos componentes que varían en el tiempo.

- $(\alpha, \beta) \rightarrow (d, q)$ Transformación de Park, cuya salida es un sistema de dos componentes invariantes en el tiempo.

2.1.2. Transformación de Clarke

El vector espacial puede ser reportado en otro marco de referencia con sólo dos ejes ortogonales llamados α y β , como se muestra en la figura 2.2.

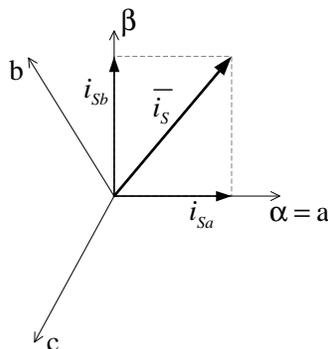


Figura 2.2: Transformación de Clarke.

Asumiendo que el eje a y el eje α se encuentran en la misma dirección, la transformación de Clarke está dada por:

$$\begin{aligned} i_{Sa} &= \frac{2}{3} \left(i_{S1} - \frac{1}{2}i_{S2} - \frac{1}{2}i_{S3} \right) = i_{S1} \\ i_{Sb} &= \frac{\sqrt{3}}{3} (i_{S1} - i_{S2}) \end{aligned} \quad (2.1)$$

2.1.3. Transformación de Park

Ésta es la transformación más importante en el Control de Campo Orientado. Esta transformación modifica un sistema ortogonal (α, β) al marco de referencia rotativo d, q . Si se considera el eje d alineado con el flujo de rotor, la figura 2.3 muestra la relación entre los dos marcos de referencia.

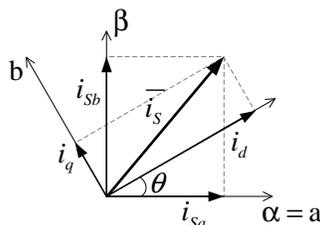


Figura 2.3: Transformación de Park.

En donde θ es la posición del flujo de rotor. Las componentes del flujo (i_d) y par (i_q) del vector de corriente son determinadas por:

$$\begin{aligned} i_d &= i_{Sa} \cos(n_p \theta) + i_{Sb} \sin(n_p \theta) \\ i_q &= -i_{Sa} \sin(n_p \theta) + i_{Sb} \cos(n_p \theta) \end{aligned} \quad (2.2)$$

2.1.4. Desacoplamiento de las componentes del flujo y del par

Al aplicar la transformación de Park al sistema original en dos fases (1.27), se produce el siguiente sistema de ecuaciones:

$$L_S \frac{di_d}{dt} = -R_S i_d + n_p \omega_R L_S i_q + u_d \quad (2.3)$$

$$L_S \frac{di_q}{dt} = -R_S i_q - n_p \omega_R L_S i_d - K_m \omega_R + u_q \quad (2.4)$$

$$J \frac{d\omega_R}{dt} = K_m i_q - \tau_L \quad (2.5)$$

$$\frac{d\theta_R}{dt} = \omega_R \quad (2.6)$$

En donde u_d es el voltaje directo, u_q es el voltaje en cuadratura, i_d es la corriente directa, i_q es la corriente en cuadratura, ω_R es la velocidad angular y θ_R es la posición angular. En este sistema de coordenadas, las corrientes i_d e i_q varían aproximadamente a la frecuencia mecánica del motor. Estas variables tienen anchos de banda típicos en el rango de 0-100 [Hz] comparado con el ancho de banda de 0-5 [kHz] para u_{Sa} , u_{Sb} , i_{Sa} e i_{Sb} [2].

El modelo del sistema resultante dq (2.3)-(2.6) sigue siendo no lineal y acoplado, sin embargo, los términos no lineales ahora pueden ser cancelados por retroalimentación de estado, específicamente, escogiendo u_d y u_q de la siguiente forma:

$$u_d = R_S i_d - n_p \omega_R L_S i_q + L_S v_d \quad (2.7)$$

$$u_q = R_S i_q - n_p \omega_R L_S i_d + K_m \omega_R + L_S v_q \quad (2.8)$$

resulta en el sistema linealizado:

$$\frac{di_d}{dt} = v_d \quad (2.9)$$

$$\frac{di_q}{dt} = v_q \quad (2.10)$$

$$\frac{d\omega_R}{dt} = (K_m/J) i_q - \tau_L/J \quad (2.11)$$

$$\frac{d\theta_R}{dt} = \omega_R \quad (2.12)$$

Se puede notar que el sistema original de cuarto orden ha sido transformado en un sistema lineal de primer orden (2.9) y un sistema lineal de tercer orden (2.10)-(2.12), cuyas ecuaciones se encuentran desacopladas unas de otras. Como consecuencia, técnicas de control lineal pueden ser usadas para el sistema (2.9)-(2.12) en esas nuevas variables.

2.1.5. Controlador de corriente

Se emplea un controlador de corriente PI de la forma:

$$v_q = k_{p2}(i_q^* - i_q) + k_{i2} \int_0^t (i_q^* - i_q) dt \quad (2.13)$$

$$v_d = k_{p2}(i_d^* - i_d) + k_{i2} \int_0^t (i_d^* - i_d) dt \quad (2.14)$$

y ajustando las ganancias apropiadamente, $i_q^* \rightarrow i_q$, $i_d^* \rightarrow i_d$ lo suficientemente rápido que se puede considerar $i_q \approx i_q^*$, $i_d \approx i_d^*$.

2.1.6. Controlador de velocidad

Ahora se procede diseñar un controlador seguidor de velocidad con el modelo del sistema de orden reducido:

$$\frac{d\omega_R}{dt} = (K_m/J) i_q^* - \tau_L/J \quad (2.15)$$

$$\frac{d\theta_R}{dt} = \omega_R \quad (2.16)$$

donde i_q^* se considera como la entrada. Las ecuaciones (2.15) y (2.16) son idénticas para el caso del motor de CD; se puede escoger un controlador seguidor de trayectoria de la forma:

$$i_q^* = k_{p1}(\omega_R^* - \omega_R) + k_{i1} \int_0^t (\omega_R^* - \omega_R) dt \quad (2.17)$$

en donde ω_R^* es la velocidad de referencia.

Se seleccionan k_{p1} y k_{i1} tal que $\omega_R \rightarrow \omega_R^*$ a pesar de que un par de carga τ_L actué sobre el motor.

A menudo se selecciona $i_d^* \equiv 0$ en (2.14) si las velocidades no son muy altas. La figura 2.4 es un diagrama de bloques que ilustra la configuración del controlador de corriente y el controlador de velocidad para el Control de Campo Orientado.

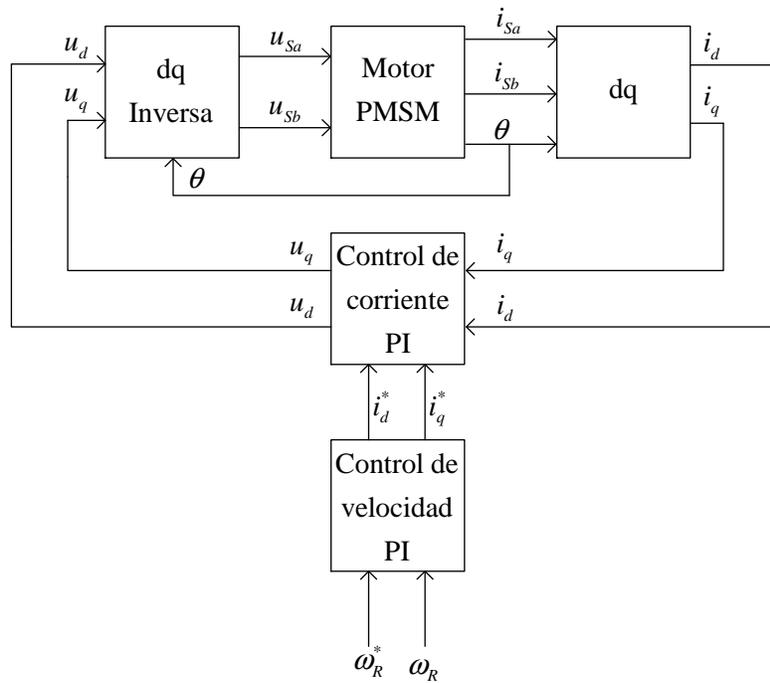


Figure 2.4: Diagrama del Control de Campo Orientado para el motor síncrono de imanes permanentes.

2.2. Control Proporcional Integral Generalizado (GPI)

El esquema de control propuesto en [3] y evaluado en simulación para el caso del motor de corriente directa sin escobillas (BLDC), es adaptado ahora para ser aplicado en el motor PMSM. La estrategia de control consiste en un diseño de dos etapas. La primera etapa controla la velocidad angular del rotor para hacer un seguimiento de la señal de referencia ω_R^* por medio de la corriente I_p que es tomada como entrada de control auxiliar. Para esta etapa, la estrategia de control es implementada por medio de un controlador GPI. Como resultado de la primera etapa, se sintetiza un conjunto de trayectorias de corriente deseadas. Las corrientes obtenidas son entonces tomadas por la segunda etapa multi-variable como las entradas de referencia. En el diseño de la segunda etapa, un controlador GPI obliga a las corrientes actuales en el estator a realizar el seguimiento de las corrientes de referencia obtenidas en la primera etapa. En la segunda etapa, los voltajes u_{S1} , u_{S2} y u_{S3} son las salidas de control.

2.2.1. Diseño del controlador del lazo exterior

La idea clave para un enfoque simple al establecer la estrategia de control, consiste en seleccionar las corrientes de referencia del estator de tal forma que se obtenga un par suave en la flecha del motor. En particular, para una velocidad angular de referencia constante, se desea un par instantáneo constante.

Las corrientes de referencia i_{S1}^* , i_{S2}^* e i_{S3}^* son escogidas de acuerdo a [2] como:

$$\begin{aligned}
i_{S1}^* &= -I_p \sin(n_p \theta_R) \\
i_{S2}^* &= -I_p \sin(n_p \theta_R - 2\pi/3) \\
i_{S3}^* &= -I_p \sin(n_p \theta_R - 4\pi/3)
\end{aligned} \tag{2.18}$$

en donde I_p es una entrada de control auxiliar (la cual será definida más adelante en esta subsección).

Para determinar el par producido por estas corrientes de referencia, se considera la potencia eléctrica absorbida por la fem, la cual está dada por:

$$P_{elec} = i_{S1} K_m \omega_R \sin(n_p \theta_R) + i_{S2} K_m \omega_R \sin(n_p \theta_R - 2\pi/3) + i_{S3} K_m \omega_R \sin(n_p \theta_R - 4\pi/3). \tag{2.19}$$

Al seleccionar las corrientes de referencia recién descritas, la última expresión se reduce a:

$$\begin{aligned}
P_{elec} &= i_{S1}^* K_m \omega_R \sin(n_p \theta_R) + i_{S2}^* K_m \omega_R \sin(n_p \theta_R - 2\pi/3) + i_{S3}^* K_m \omega_R \sin(n_p \theta_R - 4\pi/3) \\
&= -1.5 K_m \omega_R I_p
\end{aligned} \tag{2.20}$$

la cual es negativa para $\omega_R > 0$ e $I_p > 0$. Esta potencia es convertida en potencia mecánica, entonces la potencia mecánica es:

$$\tau \omega_R = 1.5 K_m \omega_R I_p. \tag{2.21}$$

Es decir, el par está dado simplemente por:

$$\tau = 1.5 K_m I_p \tag{2.22}$$

y la dinámica de la velocidad se reduce a:

$$\frac{d\omega_R}{dt} = \frac{\tau}{J} - \frac{\tau_L}{J} = \frac{1.5 K_m I_p}{J} - \frac{\tau_L}{J} \tag{2.23}$$

y tiene la misma forma que para el caso del motor de CD.

Entonces, tal como se realiza para el caso del motor de CD con escobillas, I_p es diseñada de manera análoga a una corriente continua. Este hecho permite proponer la correspondiente ley de control del lazo exterior para I_p

$$I_p = \frac{1}{1.5} \left(\frac{J}{K_m} \right) \left[\frac{d\omega_R^*}{dt} - k_{p1} (\omega_R - \omega_R^*) - k_{i1} \int_0^t (\omega_R - \omega_R^*) dt \right] \tag{2.24}$$

o haciendo uso de la notación en cálculo operacional:

$$I_p = \frac{1}{1.5} \left(\frac{J}{K_m} \right) \left[s\omega_R^* - \frac{k_{p1}s + k_{i1}}{s} (\omega_R - \omega_R^*) \right]. \tag{2.25}$$

El polinomio característico del error de seguimiento en lazo cerrado está dado por:

$$P_\omega(s) = s^2 + k_{p1}s + k_{i1} \tag{2.26}$$

en donde los parámetros del controlador se seleccionan de tal forma que el polinomio característico del error en lazo cerrado sea un polinomio Hurwitz.

2.2.2. Diseño del controlador del lazo interior

Considere la ecuación que gobierna la dinámica de la corriente i_{Sa} en (1.27), pero esta vez en abc . Ya que $i_{Sa} = i_{S1}$, entonces:

$$\frac{di_{S1}}{dt} = \frac{1}{L_S} (K_m \omega_R \sin(n_p \theta_R) - R_S i_{S1} + u_{S1}).$$

El controlador propuesto requiere de los valores de los parámetros R_S , L_S y K_m . Se propone el uso de estos parámetros aliados a $\sin(n_p \theta_R)$ para cancelar las no linealidades y los términos dependientes de los parámetros, reduciendo el problema de control al simple control de un sistema puramente integrador, en donde una estrategia de control lineal es efectiva. Se tiene:

$$u_{S1} = L_S \left[\frac{di_{S1}^*}{dt} - \frac{K_m}{L_S} \omega_R \sin(n_p \theta_R) + \frac{R_S}{L_S} i_{S1} - k_{p2} (i_{S1} - i_{S1}^*) - k_{i2} \int_0^t (i_{S1} - i_{S1}^*) dt \right] \quad (2.27)$$

en donde derivada en el tiempo de i_{S1}^* está dada por:

$$\frac{di_{S1}^*}{dt} = -\sin(n_p \theta_R) \frac{dI_p}{dt} - \frac{d \sin(n_p \theta_R)}{dt} I_p. \quad (2.28)$$

Haciendo uso de la notación en cálculo operacional, el voltaje de control para la primera fase del estator se expresa finalmente como:

$$u_{S1} = L_S \left[s i_{S1}^* - \frac{K_m}{L_S} \omega_R \sin(n_p \theta_R) + \frac{R_S}{L_S} i_{S1} - \frac{k_{p2} s + k_{i2}}{s} (i_{S1} - i_{S1}^*) \right]. \quad (2.29)$$

Para este caso, el polinomio característico del error de seguimiento en lazo cerrado está dado por:

$$P_{i1}(s) = s^2 + k_{p2} s + k_{i2} \quad (2.30)$$

si $k_{p2}, k_{i2} > 0$ la condición de Hurwitz se satisface y la dinámica del error de seguimiento es exponencialmente estable. El mismo enfoque se propone para el control de corriente en las fases 2 y 3.

La figura 2.5 es un diagrama de bloques que ilustra el lazo exterior y el lazo interior del controlador GPI.

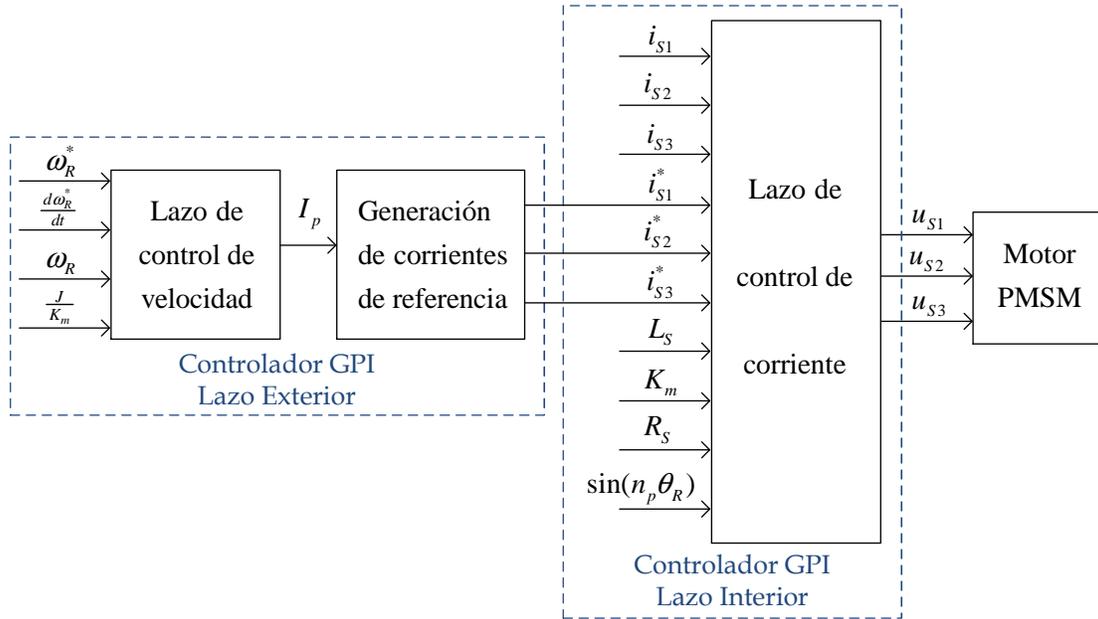


Figura 2.5: Diagrama del controlador GPI para el motor síncrono de imanes permanentes

2.3. Observador de velocidad

En la práctica, no todas las variables de estado están disponibles para su retroalimentación. En las configuraciones típicas de hardware se tiene acceso solamente a la medición de corrientes y a la posición. Sin embargo, se puede utilizar la medición de la posición para deducir la velocidad. La forma más sencilla es calcular la derivada de la posición, pero esto conlleva a una estimación “ruidosa” de la velocidad.

Con el fin de obtener una mejor estimación de la velocidad a partir de la medición de la posición y las corrientes, en [2] se implementa un observador de orden reducido, con el cual se puede estimar también un par de carga constante (o que varíe lentamente). Éste se modela como

$$\begin{aligned}
 \frac{d\hat{\theta}_R}{dt} &= \hat{\omega}_R + \rho_1(\theta_R - \hat{\theta}_R) \\
 \frac{d\hat{\omega}_R}{dt} &= (K_m/J)i_q - \hat{\tau}_L/J + \rho_2(\theta_R - \hat{\theta}_R) \\
 \frac{d(\hat{\tau}_L/J)}{dt} &= \rho_3(\theta_R - \hat{\theta}_R)
 \end{aligned} \tag{2.31}$$

donde ρ_1 , ρ_2 y ρ_3 son las ganancias del observador, θ_R es la posición del rotor, $\hat{\theta}_R$ es la posición estimada, $\hat{\tau}_L$ es el par de carga estimado, J es la inercia del rotor, K_m es la constante del voltaje y $\hat{\omega}_R$ es la velocidad estimada.

2.4. Estimador de posición

Los métodos para la estimación de la posición basados en la fuerza contraelectromotriz (f_{cem}), generalmente otorgan un buen desempeño a velocidad nominal y velocidades por encima del valor nominal. Debido a que la f_{cem} es proporcional a la velocidad, algunos esquemas basados en ésta no pueden garantizar la convergencia de la posición estimada del rotor a la posición actual. Como consecuencia, comúnmente ocurren tres fenómenos de inestabilidad a bajas velocidades [4].

1. Rotación inicial en la dirección incorrecta. Debido a que la posición del rotor es desconocida, el 50 % de las veces que el motor arranca (estadísticamente hablando), lo hace en dirección opuesta. Este fenómeno no se puede prevenir, pero la rotación en sentido opuesto debe ser invertida tan rápido como sea posible.
2. Fallo de sincronización, derivando en un bloqueo del rotor a baja velocidad. Al arrancar, la posición estimada puede fallar en converger a la posición actual, resultando en un bloqueo a baja velocidad. Esto puede ocurrir también por una rotación inversa.
3. Ciclos límite. Una oscilación sostenida puede aparecer cuando el sentido de giro del motor está a punto de invertirse. Este problema se debe principalmente a una inversión del sentido de rotación bajo carga.

Esquemas para sistemas “sensorless” en lazo cerrado que otorguen un arranque confiable y rotación en sentido opuesto bajo condiciones de carga, son relativamente raros. En [5] se demuestra que, para el algoritmo propuesto en [6], la sincronización no está garantizada pero se puede lograr al modificar el algoritmo. En [7], un filtro extendido de Kalman es utilizado en el esquema para prevenir una rotación en dirección incorrecta. Los algoritmos en [8] y [9] demuestran de manera experimental que la sincronización es garantizada.

2.4.1. Modelo y estimador

En [4] se analiza para un régimen de baja velocidad, el desempeño del estimador de posición desarrollado y evaluado en [10]. Dicho estimador es una variante de lo que se conoce como “modelo del voltaje”.

De acuerdo con [10], la dinámica de las variables eléctricas en el modelo del motor PMSM está dada por:

$$\mathbf{v}_S = \underbrace{L_S \frac{d\mathbf{i}_S}{dt}}_{\approx 0} + (R_S + j\omega_1 L_S) \mathbf{i}_S + j\omega_R K_m e^{j\tilde{\theta}_R} \quad (2.32)$$

en donde $\mathbf{v}_S = v_d + jv_q$ es el vector de los voltajes aplicados en el estator, $\mathbf{i}_S = i_d + ji_q$ es el vector de las corrientes en el estator. En [10] se asume que el control de corriente tiene una respuesta rápida y aproximada, tal que $\mathbf{i}_S = \mathbf{i}_S^* = i_d^* + ji_q^*$, permitiendo que el término $L_S(d\mathbf{i}_S/dt)$ de (2.32) pueda ser despreciado al tomar en cuenta que la dinámica del estimador de posición es lenta.

El marco de referencia dq se desplaza del marco de referencia fijo ($\alpha\beta$) por la posición estimada del rotor $\hat{\theta}_R$, la cual a su vez se encuentra desplazada de la posición real del rotor θ_R . Es entonces cuando aparece el factor de transformación $e^{j\tilde{\theta}_R}$ en la f_{cem} $j\omega_R K_m e^{j\tilde{\theta}_R}$, en donde $\tilde{\theta}_R = \theta_R - \hat{\theta}_R$. El

par generado es entonces proporcional a $\text{Re}\{\mathbf{i}_S e^{j\tilde{\theta}_R}\} = i_q \cos \tilde{\theta}_R - i_d \sin \tilde{\theta}_R$, que se reduce a una i_q ideal cuando $\tilde{\theta}_R = 0$. Finalmente, $\omega_R = \dot{\theta}_R$ y $\omega_1 = \dot{\hat{\theta}}_R$ dando

$$\dot{\hat{\theta}}_R = \omega_R - \omega_1. \quad (2.33)$$

La fuerza contraelectromotriz contiene información de la velocidad y del error de posición, aunque no de manera independiente. Una estimación de la fem se puede obtener a partir de (2.32), al pasar restando hacia el otro lado de la ecuación el término que incluye el valor de la resistencia y la inductancia

$$\mathbf{e} = \mathbf{v}_S - \left(\hat{R}_S + j\omega_1 \hat{L}_S \right) \mathbf{i}_S^* \quad (2.34)$$

o en forma de componentes, con $\mathbf{e} = e_d + je_q$

$$e_d = v_d - \hat{R}_S i_d^* + \omega_1 \hat{L}_S i_q^* \quad (2.35)$$

$$e_q = v_q - \hat{R}_S i_q^* - \omega_1 \hat{L}_S i_d^* \quad (2.36)$$

El “modelo del voltaje estáticamente compensado” de [10] es adoptado como estimador de posición

$$\begin{aligned} \dot{\omega}_1 &= \alpha \left(\frac{e_q - \lambda_S e_d}{\hat{K}_m} - \omega_1 \right) \\ \dot{\hat{\theta}}_R &= \omega_1 \end{aligned} \quad (2.37)$$

en donde $\lambda_S = \lambda \text{sign}(\omega_1)$, \hat{K}_m es el valor estimado de K_m y $\text{sign}(\cdot)$ es la función signo. Los voltajes de control v_d y v_q pueden ser utilizados en el estimador, por lo tanto, la medición de los voltajes del estator puede ser evitada. Las ganancias positivas λ y α son seleccionadas siguiendo la metodología en [4] que se muestra en las siguientes subsecciones.

2.4.2. Selección de ganancias para operación sincronizada

Se analizan las propiedades del estimador con el objetivo de evitar el fenómeno de inestabilidad ya mencionado. En este proceso, se obtienen reglas de selección que resultan útiles en la selección de los parámetros de ganancia del estimador. Para permitir un análisis de la dinámica, así como el impacto de una errónea selección de los parámetros del motor, las partes real e imaginaria del lado derecho de (2.32) son substituidas por v_d y v_q en (2.35) y (2.36)

$$e_d = \underbrace{\tilde{R}_S i_d - \omega_1 \tilde{L}_S i_q}_{\tilde{e}_d} - \omega_R K_m \sin \tilde{\theta} \quad (2.38)$$

$$e_q = \underbrace{\tilde{R}_S i_q - \omega_1 \tilde{L}_S i_d}_{\tilde{e}_q} + \omega_R K_m \cos \tilde{\theta}. \quad (2.39)$$

En donde $\tilde{R}_S = R_S - \hat{R}_S$ y $\tilde{L}_S = L_S - \hat{L}_S$. Al substituir (2.38) y (2.39) en (2.37), se obtiene

$$\dot{\omega}_1 = \alpha \left(\frac{\tilde{e}_q + \omega_R K_m \cos \tilde{\theta} - \lambda_S (\tilde{e}_d - \omega_R K_m \sin \tilde{\theta})}{\hat{K}_m} - \omega_1 \right). \quad (2.40)$$

Esta relación fundamental, la cual incluye todos los parámetros críticos en el desempeño del sistema de control “sensorless”, junto con el error de la dinámica de la posición (2.33), forman el sistema no lineal de segundo orden que será analizado enseguida.

Se supone el momento en que $\tilde{e}_d = \tilde{e}_q = 0$, $\hat{K}_m = K_m$ y $\tilde{\theta}_R$ tiene un valor pequeño, tal que $\cos \tilde{\theta}_R \approx 1$ y $\sin \tilde{\theta}_R \approx \tilde{\theta}_R$. Entonces, (2.40) se simplifica a

$$\dot{\omega}_1 = \alpha \left(\omega_R - \omega_1 + \lambda_S \omega_R \tilde{\theta}_R \right) \quad (2.41)$$

siempre que $\lambda_S \omega_R > 0$, se tendrá una retroalimentación positiva del error de velocidad $\omega - \omega_1$ y del error de posición $\tilde{\theta} = \theta - \hat{\theta}$. Asumiendo una variación lenta en la velocidad del rotor: $\dot{\omega}_R \approx 0$, e introduciendo $\tilde{\omega}_R = \omega_R - \omega_1$ (el cual se asume tiene un valor pequeño), (2.41) y (2.33) forman en conjunto el siguiente sistema linealizado de segundo orden

$$\dot{\omega}_1 = -\alpha \tilde{\omega}_R - \alpha \lambda |\omega_1| \tilde{\theta}_R \quad (2.42)$$

$$\dot{\tilde{\theta}}_R = \tilde{\omega}_R \quad (2.43)$$

El cual, en el operador derivada $p = d/dt$, tiene la característica polinomial $p^2 + \alpha p + \alpha \lambda |\omega_1|$. Asumiendo valores complejos, las raíces de este polinomio (los polos del sistema linealizado) son

$$p = -\frac{\alpha}{2} \pm j \sqrt{\alpha \lambda |\omega_1| - \left(\frac{\alpha}{2}\right)^2}. \quad (2.44)$$

Para una buena amortiguación de un sistema, la parte imaginaria del par de polos conjugado debe ser de igual o menor valor que la parte real, lo cual lleva a un valor de $\alpha \geq 2\lambda |\omega_1|$. Para prevenir que $\alpha = 0$ para $\omega_1 = 0$, se propone una regla de selección en [4], la cual impedirá que el rotor quede detenido al momento del arranque. Dicha regla está dada por:

$$\alpha = \alpha_0 + 2\lambda |\omega_1| \quad (2.45)$$

en donde $\alpha_0 = 0.1\omega_{base}$, con ω_{base} como la frecuencia base. Los polos entonces se acercan a $p = \lambda |\omega_1| (-1 \pm j)$ asintóticamente conforme ω_1 se incrementa. Entonces, para un valor de λ constante, la tasa de convergencia del estimador se incrementa con la velocidad del rotor.

2.4.3. Sincronización en el arranque

Se asumen valores aproximados de los parámetros del motor, y también, temporalmente, se asume que un valor grande para α es utilizado, tal que (2.40) puede ser considerado en estado estacionario. Entonces, despejando ω_1 en (2.40) se obtiene

$$\omega_1 = \omega_R \cos \tilde{\theta}_R + \lambda_S \omega_R \sin \tilde{\theta}_R. \quad (2.46)$$

Puede observarse que cuando $\tilde{\theta}_R = 0$, entonces $\omega_1 = \omega_R$, como se desea. Al sustituir (2.46) en (2.33), la dinámica del error de posición es obtenida

$$\dot{\tilde{\theta}}_R = \omega_R \left(1 - \cos \tilde{\theta}_R\right) - \lambda_S \omega_R \sin \tilde{\theta}_R. \quad (2.47)$$

Para un valor de ω constante, existe una solución analítica

$$\cot \frac{\tilde{\theta}_R(t)}{2} = \frac{1}{\lambda_S} \left[1 + \left(\lambda_S \cot \frac{\tilde{\theta}_R(0)}{2} - 1 \right) e^{\lambda_S \omega_R t} \right]. \quad (2.48)$$

En [4] se muestran simulaciones para $\omega_R > 0$ y tres diferentes valores de λ : 1, 2 y 5, obteniendo las siguientes conclusiones:

1. Se garantiza la sincronización; $\tilde{\theta}_R$ converge sin importar la posición inicial del error en los tres valores de λ escogidos.
2. Al utilizar valores de $\lambda < 2$ la velocidad en la convergencia disminuye notablemente.
3. Seleccionando $\lambda = 5$ otorga prácticamente el mismo resultado que con $\lambda = 2$.
4. Al seleccionar $\lambda = 2$ (o un poco más grande), es por lo tanto, una buena recomendación. Se debe tener en cuenta que al utilizar ganancias grandes, también se tendrá una amplificación del ruido [11].

2.4.4. Error de posición en estado estable

Ahora se tomarán en cuenta las imprecisiones de los parámetros del motor que son utilizados en el estimador. Nuevamente se despeja ω_1 en (2.40) (observando que esta vez ω_1 aparece en \tilde{e}_d y \tilde{e}_q), y sustituyendo en (2.33), se obtiene

$$\dot{\tilde{\theta}}_R = \omega_R - \frac{\tilde{R}_S (i_q - \lambda_S i_d) + \omega_R K_m \left(\cos \tilde{\theta}_R + \lambda_S \sin \tilde{\theta}_R \right)}{\hat{K}_m - \tilde{L}_S (i_d + \lambda_S i_q)}. \quad (2.49)$$

A partir de esta relación, el error de posición en estado estable puede ser obtenido al establecer $\dot{\tilde{\theta}}_R = 0$, y asumiendo que el error de posición es pequeño, tal que $\cos \tilde{\theta}_R \approx 1$, se obtiene entonces la siguiente expresión para $\sin \tilde{\theta}_R$

$$\sin \tilde{\theta}_R^* = \frac{\tilde{R}_S (\lambda_S i_d - i_q)}{\lambda_S \omega_R K_m} - \frac{\tilde{K}_m}{\lambda_S K_m} - \frac{\tilde{L}_S (i_d + \lambda_S i_q)}{\lambda_S K_m} \quad (2.50)$$

en donde el superíndice “ \star ” indica un valor en estado estable (punto de equilibrio) y $\tilde{K}_m = K_m - \hat{K}_m$. En [4] se obtienen las siguientes conclusiones.

1. A baja velocidad, el primer término del lado derecho de (2.50) es el que domina, debido a que es inversamente proporcional a ω . Los motores síncronos de imanes permanentes con polos no salientes, normalmente se operan con $i_d = 0$, dando así $\sin \tilde{\theta}_R^* \approx \tilde{R}_S i_q / \lambda_S \omega_R K_m$ para valores pequeños de ω_R . Un error grande en el valor de la resistencia (\tilde{R}_S) y/o un valor grande en la corriente i_q a causa de un elevado par de carga, dicta que una cierta velocidad de operación pequeña debe ser observada, con el fin de mantener el error de posición suficientemente

pequeño. Se puede observar que una rotación en sentido opuesto bajo condiciones de carga con $i_d = 0$ resulta difícil, al menos que la resistencia del estator sea conocida con una buena aproximación.

2. Si se controla la corriente del estator, tal que $i_d = i_q/\lambda_S$ (en lugar del valor usual $i_d = 0$), la sensibilidad de \tilde{R}_S desaparece. Al utilizar i_d con un valor distinto a cero, reduce en cierta medida la corriente disponible para la producción de par, ya que $i_d^2 + i_q^2 \leq I_{max}^2$, en donde I_{max} es el módulo de la corriente máxima permisible. Se obtiene entonces la siguiente limitación

$$|i_q| \leq \frac{I_{max}}{\sqrt{1 + \frac{1}{\lambda^2}}}. \quad (2.51)$$

Para valores grandes de λ , la reducción en i_q no resulta muy significativa. Por ejemplo, si $\lambda = 2$ entonces $|i_q| \leq 0.89I_{max}$. Controlando la corriente en el estator, tal que $i_d = i_q/\lambda_S$ puede ser, por lo tanto, la estrategia preferida.

3. El valor del error \tilde{K}_m normalmente es pequeño, debido a que el flujo magnético es constante.
4. Para un valor de λ suficientemente grande, el error de posición será pequeño debido al término $\tilde{L}_S i_d / \lambda_S k_m = \tilde{L}_S i_q / \lambda^2 K_m$.
5. Por lo tanto, el inevitable error de posición, para $i_d = i_q/\lambda_S$ con un valor de $\lambda \geq 2$, está dado por

$$\sin \tilde{\theta}^* \approx -\frac{\tilde{L}_S i_q}{K_m}. \quad (2.52)$$

2.5. Consideración para el controlador GPI “sensorless”

Para lograr que $i_d = i_q/\lambda_S$, tal como se recomienda en la subsección 2.4.4, en el controlador GPI “sensorless” se modifica la parte correspondiente a la generación de corrientes de referencia en el lazo exterior, esta parte, corresponde a la ecuación (2.18). Debido a que la corriente I_p es análoga a la corriente i_q , se utiliza la transformada de Park inversa y posteriormente la transformada de Clarke inversa para generar las corrientes de referencia i_{S1}^* , i_{S2}^* e i_{S3}^* . De esta forma se puede añadir la componente i_d^* deseada. Entonces, las entradas de la transformada Inversa de Park son:

$$i_q^* = I_p \quad (2.53)$$

$$i_d^* = k_p(i_q/\lambda_S - i_d) + k_i \int_0^t (i_q/\lambda_S - i_d) dt. \quad (2.54)$$

Como puede observarse, la corriente de referencia i_d^* corresponde a la salida de un controlador de corriente PI.

Capítulo 3

Resultados en simulación y experimentales

Con el fin de validar las estrategias de control presentadas en el capítulo anterior, ahora se presentan los resultados en simulación y experimentales. Se construyó un banco de pruebas que consta principalmente de un motor PMSM, un freno de histéresis, un inversor trifásico, sensores de corriente y el DSP de punto flotante TMS320F28335.

El programa de simulación utilizado es Simulink[®], este mismo paquete se usa para la implementación de los algoritmos de control sobre el DSP, utilizando la herramienta Target Support Package de MATLAB[®], la cual permite generar el código que es compilado posteriormente y de manera automática por Code Composer Studio.

3.1. Protocolo de simulación y experimentación - Benchmark

En esta sección se presenta el benchmark creado para el control de motores de inducción y utilizado en [12]. Los parámetros del motor utilizados en el modelo matemático del motor PMSM en la etapa de simulación se muestran en la tabla 3.1, dichos parámetros son tomados del motor utilizado en la etapa experimental.

Voltaje nominal	24 [V]
Velocidad nominal	4000 [rpm]
Potencia nominal	55 [W]
Corriente pico	11 [A]
Resistencia de fase (R_S)	0.7 [Ω]
Inductancia de fase (L_S)	0.6 [mH]
Constante del voltaje (K_m)	0.0355 [V/(rad/s)]
Inercia del rotor (J)	4.8035×10^{-6} [N-m-s ²]
Número de pares de polos (n_p)	4 pares de polos

Tabla 3.1: Parámetros usados en el modelo del motor PMSM.

Este benchmark permite demostrar las capacidades de los algoritmos de control en el seguimiento de velocidad en diferentes regímenes de operación, se toman como referencia velocidades de 10, 30, 100 y 170 [rad/s].

Los criterios considerados para la comparación de las leyes de control son:

1. Integral del error cuadrático de velocidad. Es una función de costo que sólo toma en cuenta el cuadrado del error de la velocidad, de ahí que esta función aumenta su valor siempre que exista un error. A partir de esta función se puede obtener información sobre el desempeño global de los controladores en el seguimiento de la velocidad.
2. Valores de la norma del vector de corriente y del vector de voltaje. Con estos valores se pueden saber las cantidades de corriente y voltaje que son suministradas al motor en un instante determinado durante la prueba.
3. Calidad de la respuesta transitoria en el seguimiento de la referencia en presencia de perturbaciones de carga constante y variable. Se aplican diferentes niveles de par de carga constante para ver la respuesta de los controladores ante cambios abruptos en el par de carga aplicado a la máquina. Para ilustrar el grado de robustez en las diferentes estrategias de control, se utiliza también un par de carga variable.

3.1.1. Trayectoria de velocidad deseada para evaluación con encoder

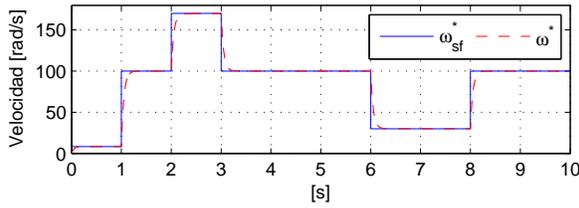
En esta evaluación, se consideran como variables de estado medibles a las corrientes de estator i_{S1}, i_{S2} e i_{S3} , así como la posición angular del rotor θ_R .

Para la referencia de velocidad ω_{sf}^* se implementa un filtro de segundo orden con una constante de tiempo igual a 60 [ms] y un factor de amortiguamiento de 1, dando así, la referencia de velocidad filtrada ω_R^* , la cual será la referencia de velocidad para cada estrategia de control (ver figura 3.1a). La referencia de velocidad se describe como sigue: 10 [rad/s] de 0 a 1 [s], 100 [rad/s] de 1 a 2 [s], 170 [rad/s] de 2 a 3 [s], 100 [rad/s] de 3 a 6 [s], 30 [rad/s] de 6 a 8 [s] y 100 [rad/s] de 8 a 10 [s].

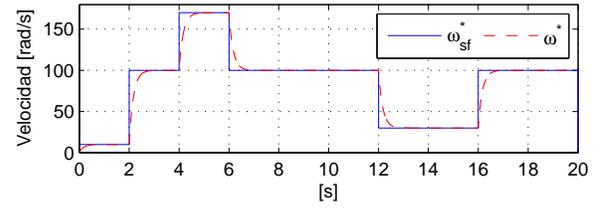
3.1.2. Trayectoria de velocidad deseada para evaluación sin encoder (sensorless)

Para la evaluación de las estrategias de control en la configuración sin sensores, se consideran como variables de estado medibles solamente las corrientes de estator i_{S1}, i_{S2} e i_{S3} .

Para la referencia de velocidad ω_{sf}^* se implementa un filtro de segundo orden con una constante de tiempo igual a 200 ms y un factor de amortiguamiento de 1, dando así la referencia de velocidad filtrada ω_R^* . Cuando se utiliza el estimador de posición de la sección 2.4, se tiene que durante la etapa de arranque el rotor no siempre comienza a girar en la dirección correcta, es por ello que se decide duplicar el tiempo de prueba para este caso (ver figura 3.1b), y así dar un tiempo suficiente para que el error de seguimiento de velocidad tienda a cero. La referencia de velocidad se describe como sigue: 10 [rad/s] de 0 a 2 [s], 100 [rad/s] de 2 a 4 [s], 170 [rad/s] de 4 a 6 [s], 100 [rad/s] de 6 a 12 [s], 30 [rad/s] de 12 a 16 [s] y 100 [rad/s] de 16 a 20 [s].



(a) Evaluación con encoder.

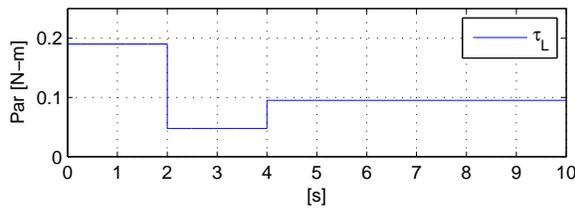


(b) Evaluación sin encoder.

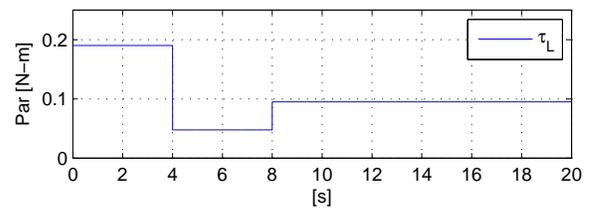
Figura 3.1: Referencia de velocidad, antes y después de ser filtrada .

3.1.3. Par de carga

Se trabaja bajo dos modalidades de par de carga: par de carga constante y par de carga variable. Para el caso de un par de carga constante en la evaluación con encoder, los valores utilizados durante la prueba son los siguientes: 0.19 [N-m] de 0 a 2 [s], 0.0475 [N-m] de 2 a 4 [s] y 0.095 [N-m] de 4 a 10 [s] (ver figura 3.2a).



(a) Evaluación con encoder.

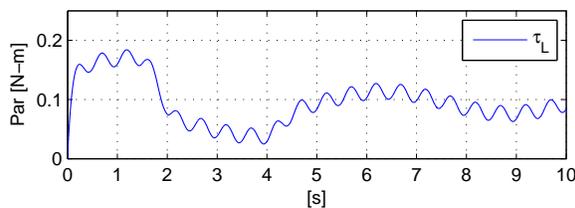


(b) Evaluación "sensorless".

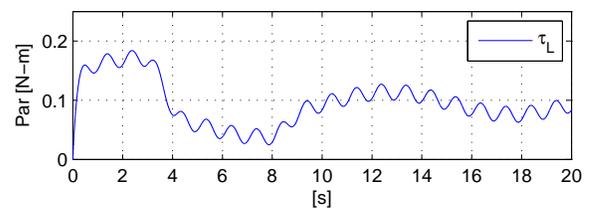
Figura 3.2: Par de carga constante.

En el caso de la evaluación sin el uso de encoder, el tiempo de permanencia de los valores de par de carga descritos anteriormente, simplemente se duplica (ver figura 3.2b).

Para exhibir la robustez de las estrategias de control, se plantea una trayectoria que varía en el tiempo. Para el caso de la evaluación con encoder, la trayectoria que describe el par de carga variable se muestra en la figura 3.3a. La misma trayectoria es tomada para la evaluación "sensorless", solamente que para este caso, el tiempo de prueba es de 20 [s] (ver figura 3.3b).



(a) Evaluación con encoder.



(b) Evaluación "sensorless".

Figura 3.3: Par de carga variable.

3.1.4. Descripción de las pruebas del “benchmark”

Se realiza la evaluación de las técnicas de control presentadas en el Capítulo 2 bajo las diferentes consignas impuestas por el “benchmark”, derivándose 4 diferentes tipos de pruebas que se describen a continuación:

1. Evaluación con encoder y par de carga constante. Se toma como velocidad de referencia la trayectoria mostrada en la figura 3.1a y el par de carga aplicado en rotor es el que se muestra en la figura 3.2a.
2. Evaluación “sensorless” y par de carga constante. La velocidad de referencia es la trayectoria mostrada en la figura 3.1b y el par de carga aplicado en rotor es el que se muestra en la figura 3.2b.
3. Evaluación con encoder y par de carga variable. Se toma como velocidad de referencia la trayectoria mostrada en la figura 3.1a y el par de carga aplicado en rotor es el que se muestra en la figura 3.3a.
4. Evaluación “sensorless” y par de carga variable. La velocidad de referencia es la trayectoria mostrada en la figura 3.1b y el par de carga aplicado en rotor es el que se muestra en la figura 3.3b.

3.1.5. Selección de ganancias

Los parámetros de las ganancias para el controlador de velocidad del FOC y para el lazo exterior del controlador GPI, han sido seleccionados de tal forma que el polinomio característico del error de seguimiento en lazo cerrado tenga la forma siguiente:

$$s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 \quad (3.1)$$

en donde ζ es el factor de amortiguamiento relativo y ω_n es la frecuencia natural no amortiguada.

Para la configuración con encoder se escogen $\zeta = 1$ y $\omega_n = 600$, de donde se obtienen las ganancias mostradas en la tabla 3.2. Para la configuración “sensorless” se desea una respuesta más lenta que en el caso con encoder, en este caso $\zeta = 1$ y $\omega_n = 100$, de donde se obtienen las ganancias mostradas en la tabla 3.3.

Se procede de manera similar para el caso del controlador de corriente del FOC y lazo interior del controlador GPI, en este caso, el polinomio característico del error de seguimiento en lazo cerrado tiene nuevamente la forma mostrada en (3.1). Para la configuración con encoder se seleccionan $\zeta = 4$ y $\omega_n = 1500$, de donde se obtienen las ganancias mostradas en la tabla 3.4. Para la configuración “sensorless” se tiene que $\zeta = 4$ y $\omega_n = 900$, las ganancias para este caso se muestran en la tabla 3.5.

Las ganancias del lazo adicional en el controlador GPI “sensorless” que se mostró en la sección 2.5, se muestran en la tabla 3.6.

Ganancia proporcional (k_p)	1200
Ganancia integral (k_i)	3.6×10^5

Tabla 3.2: Ganancias para controlador de velocidad del FOC y lazo exterior del controlador GPI (configuración con encoder).

Ganancia proporcional (k_p)	200
Ganancia integral (k_i)	10000

Tabla 3.3: Ganancias para controlador de velocidad del FOC y lazo exterior del controlador GPI (configuración "sensorless").

Ganancia proporcional (k_p)	24000
Ganancia integral (k_i)	2.25×10^6

Tabla 3.4: Ganancias para controlador de corriente del FOC y lazo interior del controlador GPI (configuración con encoder).

Ganancia proporcional (k_p)	7200
Ganancia integral (k_i)	8.1×10^5

Tabla 3.5: Ganancias para controlador de corriente del FOC y lazo interior del controlador GPI (configuración con encoder).

Ganancia proporcional (k_p)	1
Ganancia integral (k_i)	100

Tabla 3.6: Ganancias para controlador adicional en el lazo exterior del controlador GPI “sensorless”.

Las ganancias utilizadas para el observador de velocidad descrito en la sección 2.3, se muestran en la siguiente tabla:

ρ_1	40000
ρ_2	30×10^6
ρ_3	500×10^6

Tabla 3.7: Ganancias para el observador de velocidad.

Para las pruebas en donde se aplica un par de carga variable, no se puede utilizar el observador de velocidad propuesto en la sección 2.3, ya que éste se concibe asumiendo que el par de carga es constante, si se utilizara este observador en presencia de un par de carga variable, se estaría haciendo una mala estimación de la velocidad. Por esta razón y con fines de simplicidad, se utilizará la derivada de la posición para obtener la velocidad en las pruebas con par de carga variable.

3.2. Resultados en simulación

En esta sección, se presentan los resultados obtenidos en simulación de cada una de las cuatro pruebas del “benchmark” aplicadas a las dos estrategias de control estudiadas. Las simulaciones fueron realizadas en Simulink[®] y los modelos se manejaron en tiempo discreto con un tiempo de muestreo de 50 $[\mu s]$. Debido a que la resolución del encoder tiene un gran impacto en la calidad de la velocidad estimada, y por lo tanto en el error de seguimiento de la velocidad, se considera una resolución de la posición de 5000 ciclos por revolución (CPR) para fines de control. Esta resolución es la misma que se tiene con el encoder utilizado para la etapa experimental.

3.2.1. Resultados en simulación con par de carga constante

Ahora se presentan los resultados de las dos primeras pruebas del “benchmark”, que corresponden al seguimiento de velocidad bajo presencia de diferentes niveles de par de carga constante.

Se puede observar en la figura 3.4 el buen desempeño tanto del FOC como del controlador GPI en el seguimiento de la referencia de velocidad, ambos en la configuración con encoder. La modalidad “sensorless” se muestra en la figura 3.5, se puede notar que en la etapa de arranque se tiene un error en el seguimiento de velocidad mucho más considerable para el controlador FOC que para el controlador GPI.

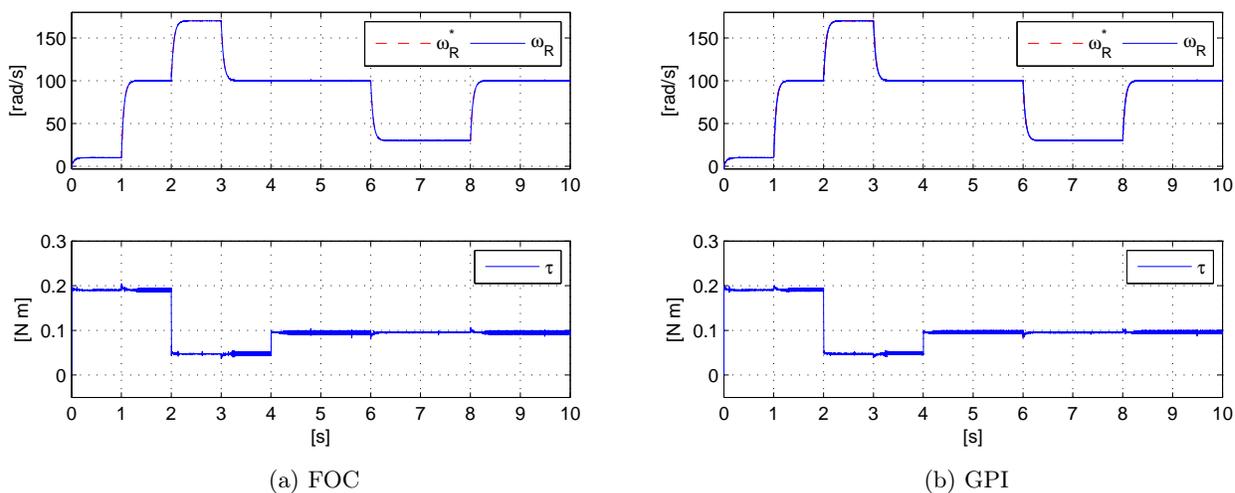


Figura 3.4: Seguimiento de velocidad y par generado. Simulación del control con encoder y par de carga constante.

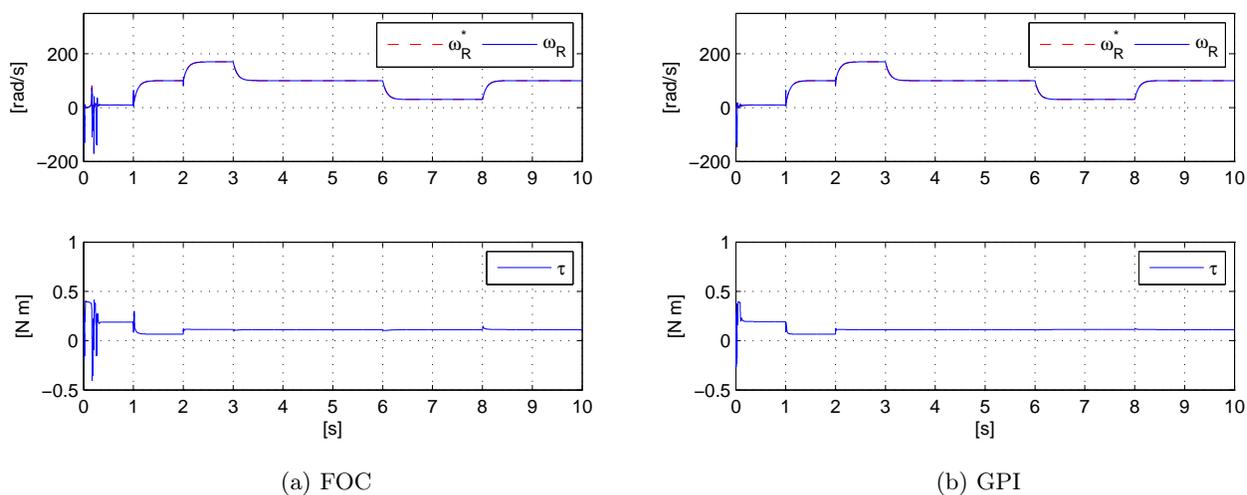


Figura 3.5: Seguimiento de velocidad y par generado. Simulación del control “sensorless” y par de carga constante.

En general, para cualquier estrategia de control, el seguimiento de una referencia de velocidad se vuelve una tarea cada vez más complicada entre menor sea el valor de dicha referencia. En la figura 3.6 se muestra el error en el seguimiento de la velocidad en la configuración con encoder, los valores se muestran en términos absolutos y relativos, se puede observar que el porcentaje de error es mayor cuando la velocidad es igual a 10 [rad/s], también puede notarse que el porcentaje de error es ligeramente menor para el controlador GPI. La figura 3.7 pone en evidencia que el error en el seguimiento de velocidad durante la etapa de arranque, resulta mayor en el caso del FOC en la modalidad “sensorless”.

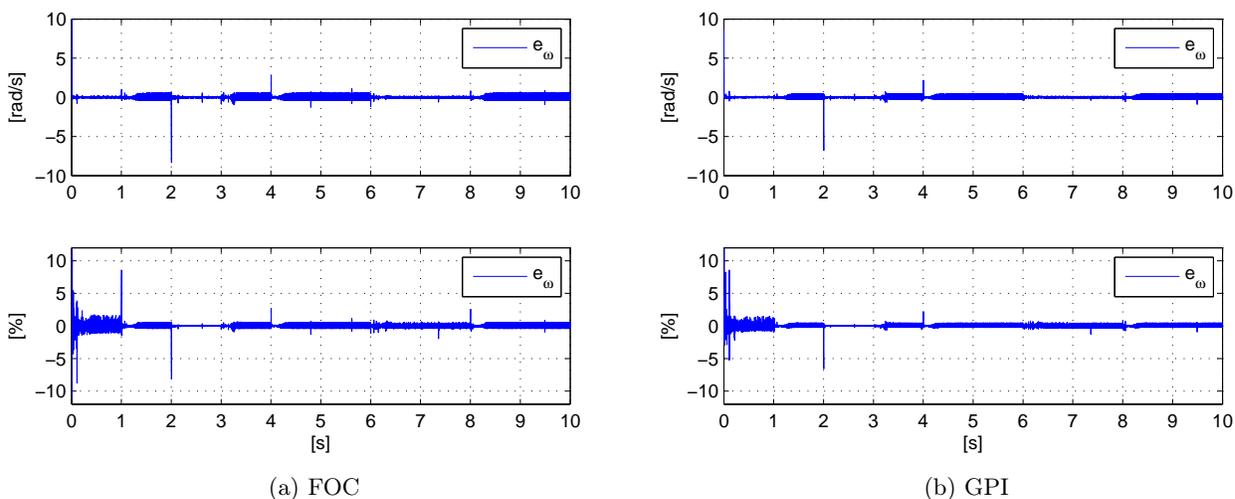


Figura 3.6: Error de velocidad. Simulación del control con encoder y par de carga constante.

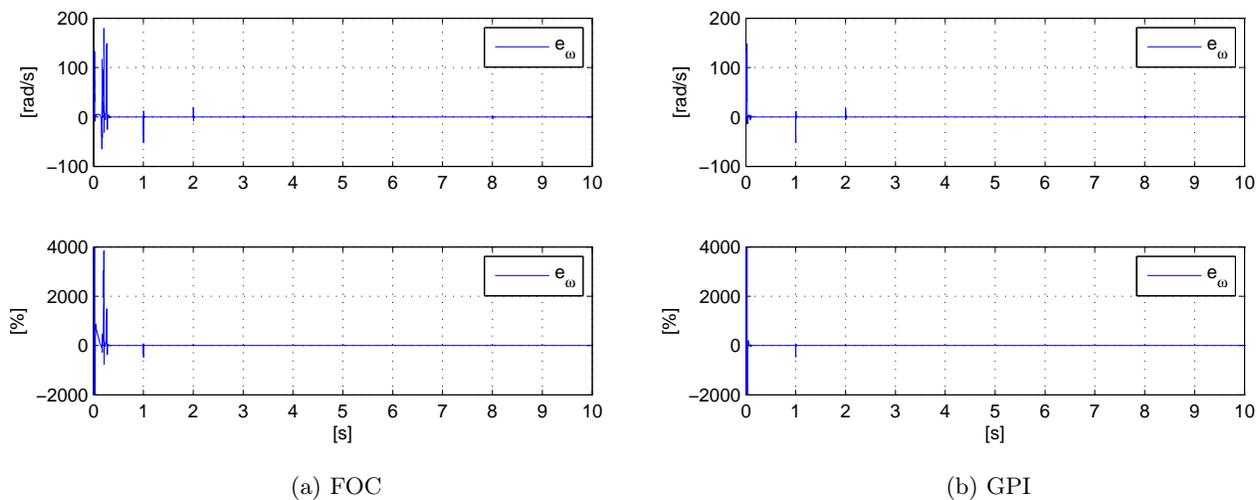


Figura 3.7: Error de velocidad. Simulación del control “sensorless” y par de carga constante.

En las figuras 3.8 y 3.9 se muestran las corrientes del estator en el marco de referencia dq , para la evaluación con encoder se tiene que los valores en corriente son prácticamente iguales para el FOC y el controlador GPI. Para la modalidad sin sensores se tiene también que los valores de las corrientes son muy similares, salvo la fluctuación que presenta el FOC en la etapa de arranque.

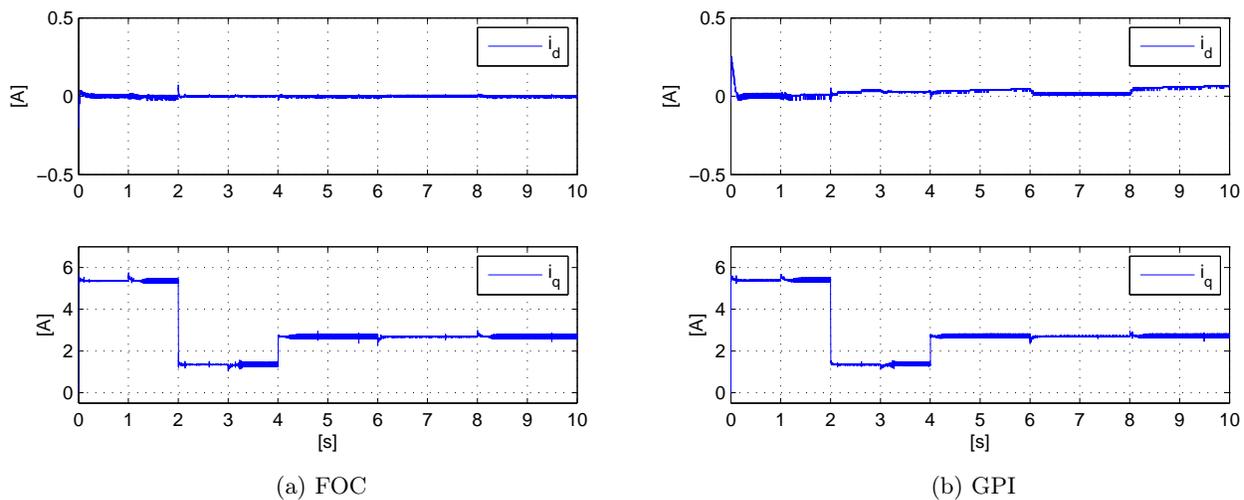


Figura 3.8: Corrientes de estator. Simulación del control con encoder y par de carga constante.

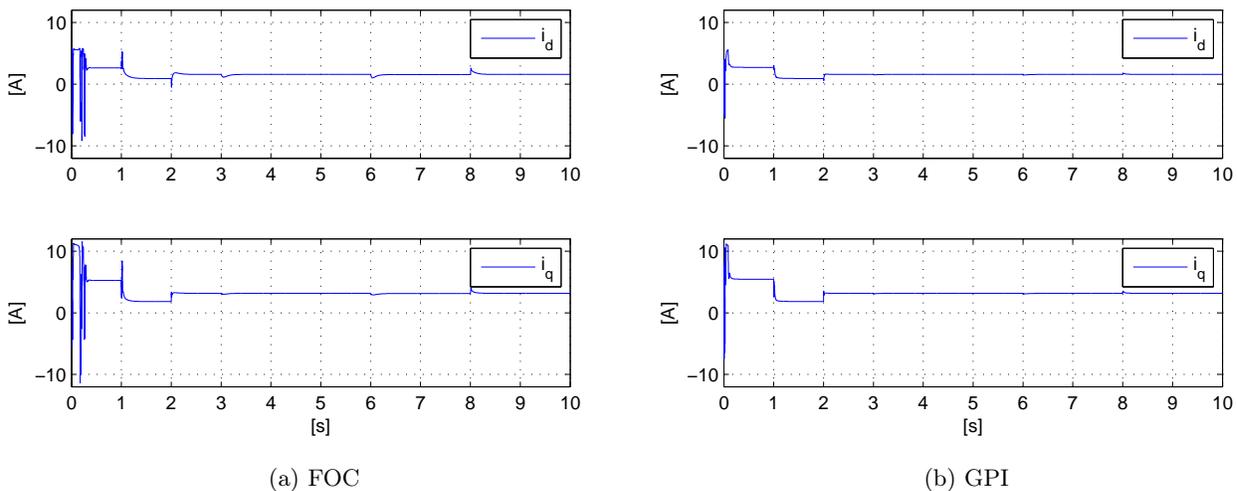


Figura 3.9: Corrientes de estator. Simulación del control “sensorless” y par de carga constante.

En la figura 3.10 se puede ver que la demanda de voltaje es mayor para el caso del controlador GPI en la modalidad con encoder. Para el caso “sensorless” (figura 3.11), la demanda de voltaje es igual para ambos controladores a lo largo de toda la prueba.

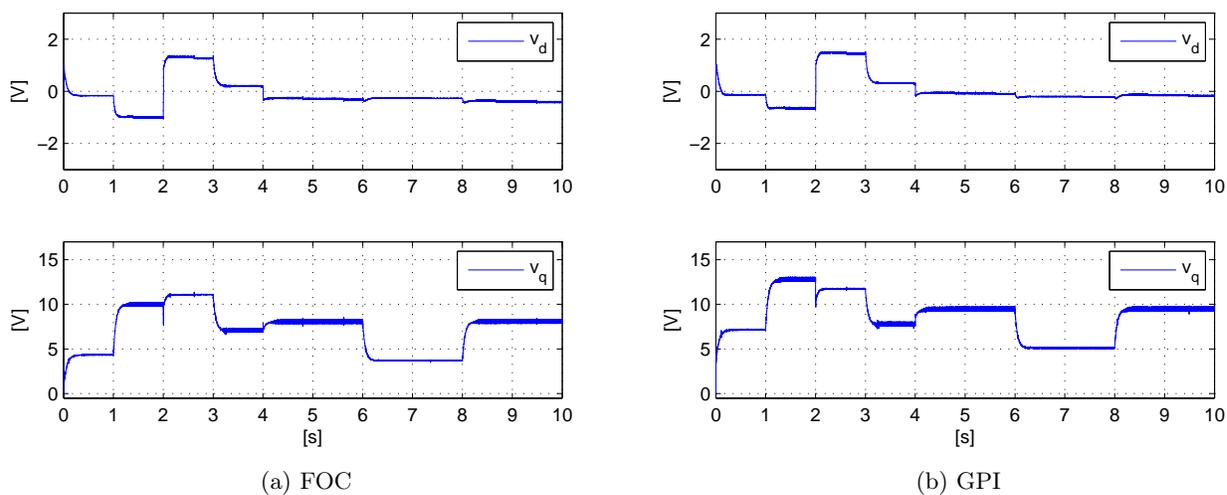


Figura 3.10: Voltajes de estator. Simulación del control con encoder y par de carga constante.

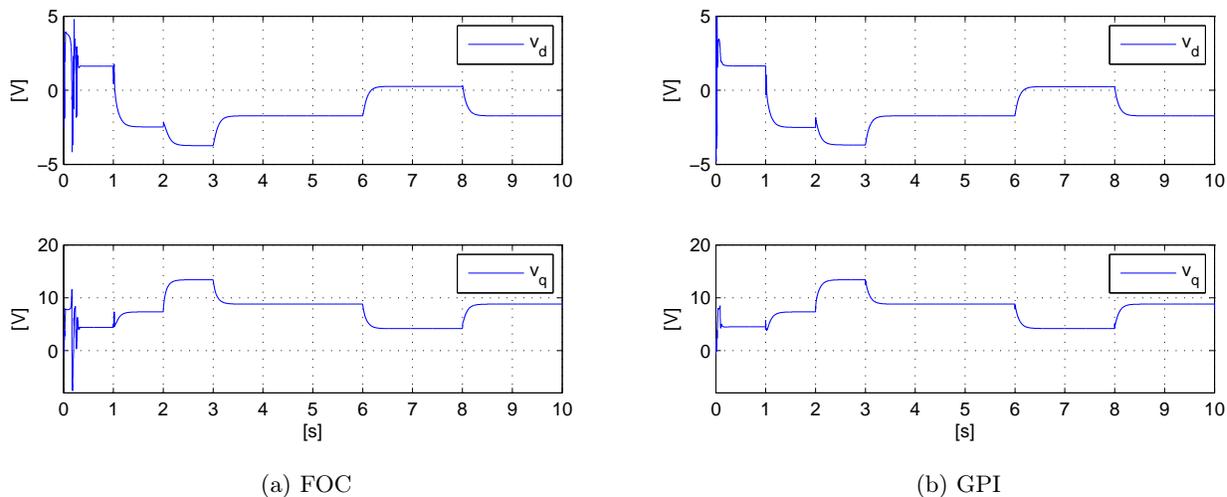


Figura 3.11: Voltajes de estator. Simulación del control “sensorless” y par de carga constante.

Se tiene prácticamente la misma norma de corriente para el FOC y el controlador GPI en la evaluación con encoder (figura 3.12), sin embargo, la norma de voltaje es mayor para el controlador GPI. En la figura 3.13 se pueden observar valores muy similares de las normas de corriente y voltaje entre los dos controladores, salvo en la etapa transitoria que presenta el FOC al arranque.

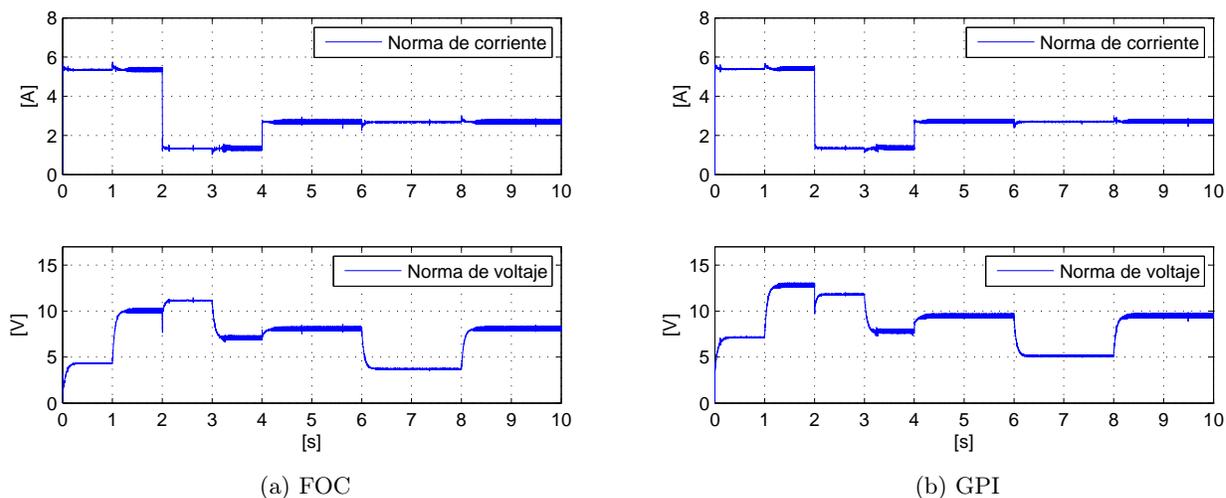


Figura 3.12: Norma de corriente de estator y norma de voltaje de estator. Simulación del control con encoder y par de carga constante.

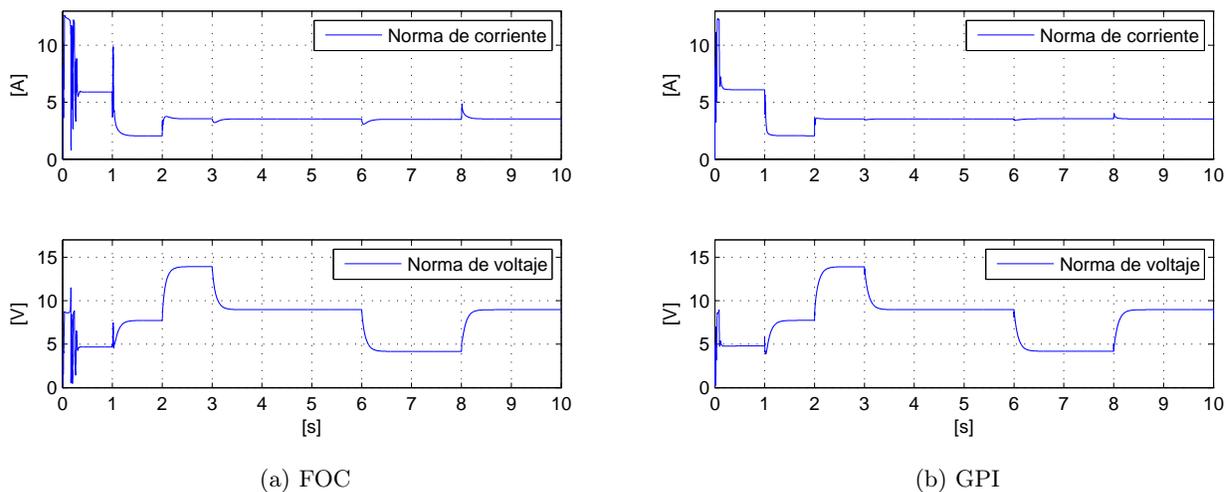
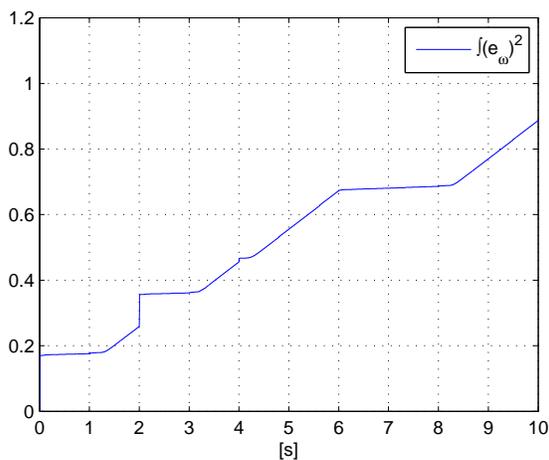
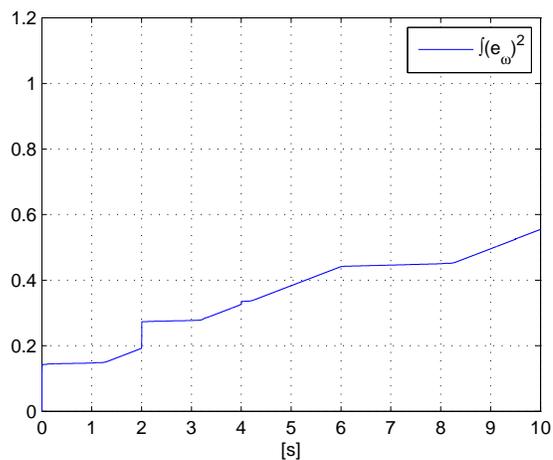


Figura 3.13: Norma de corriente de estator y norma de voltaje de estator. Simulación del control “sensorless” y par de carga constante.

El error en el seguimiento de la referencia de velocidad siempre está presente en menor o mayor medida, por esta razón, la integral del error de velocidad al cuadrado es una función de coste que siempre incrementa su valor. En las figuras 3.14 y 3.15 se observa que el valor de esta función es mayor para el caso del FOC, traduciéndose en un mejor desempeño por parte del controlador GPI.

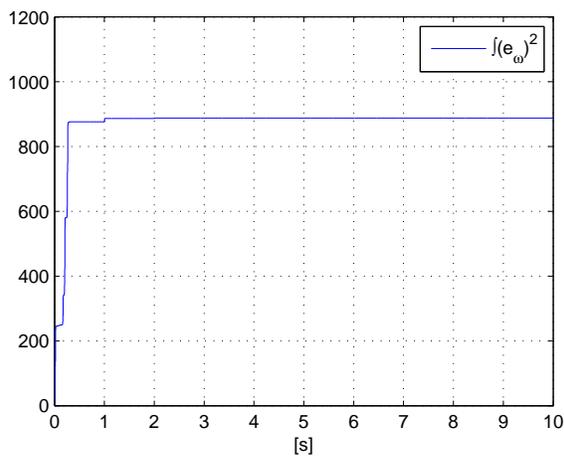


(a) FOC

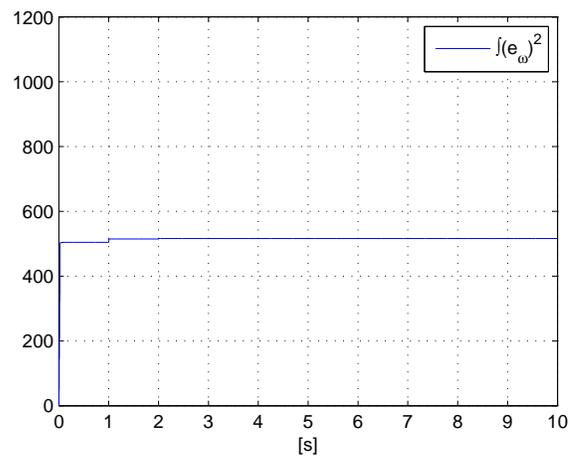


(b) GPI

Figura 3.14: Integral del error cuadrático de velocidad. Simulación del control con encoder y par de carga constante.



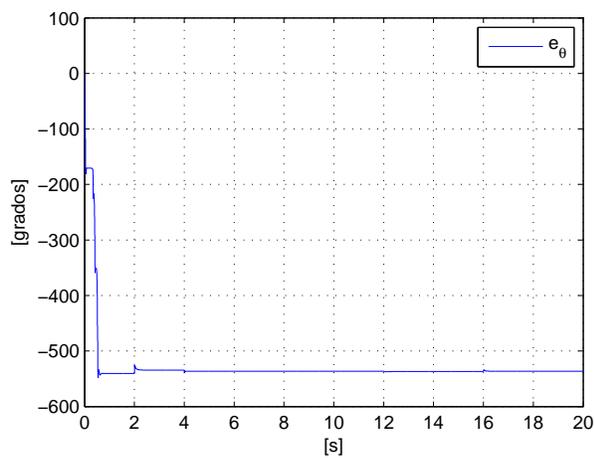
(a) FOC



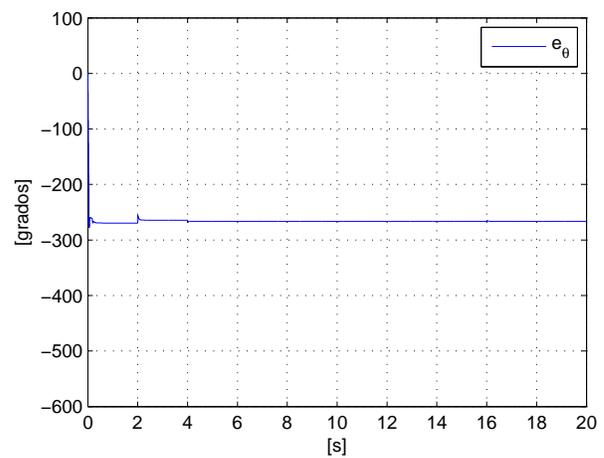
(b) GPI

Figura 3.15: Integral del error cuadrático de velocidad. Simulación del control "sensorless" y par de carga constante.

El error de posición siempre estará presente al hacer uso de la configuración “sensorless”, sin embargo, es durante la etapa de arranque cuando el error en la posición obtiene el valor más grande. En la práctica, el error en la posición durante la etapa de arranque dependerá de la dirección en la que comenzará a girar el rotor, así como del tiempo que el rotor tarde en comenzar a girar. En la figura 3.16 se puede observar que el error en la posición no sigue aumentando después de la etapa de arranque.



(a) FOC



(b) GPI

Figura 3.16: Error de posición. Simulación del control “sensorless” y par de carga constante.

3.2.2. Resultados en simulación con par de carga variable

En esta subsección, se presentan los resultados de la tercera y cuarta prueba del “benchmark”, que corresponden al seguimiento de velocidad bajo presencia de un par de carga variable.

En la figura 3.17 se puede percibir una mejor calidad en el seguimiento de la referencia por parte del controlador GPI en la configuración con encoder. Para la evaluación “sensorless”, se tiene de nueva cuenta un seguimiento más defectuoso durante la etapa de arranque para el caso del FOC (figura 3.18).

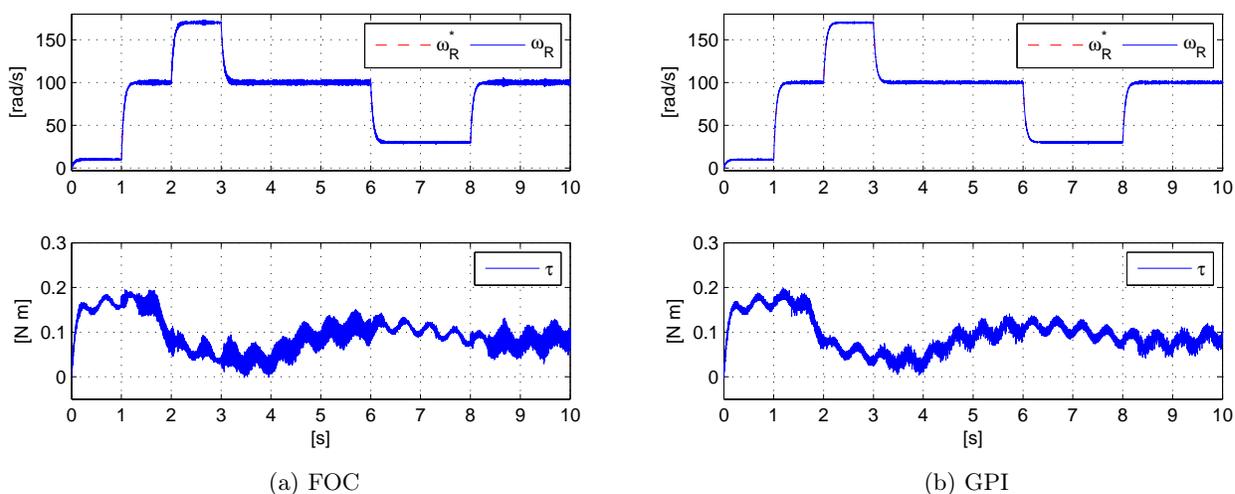


Figura 3.17: Seguimiento de velocidad y par generado. Simulación del control con encoder y par de carga variable.

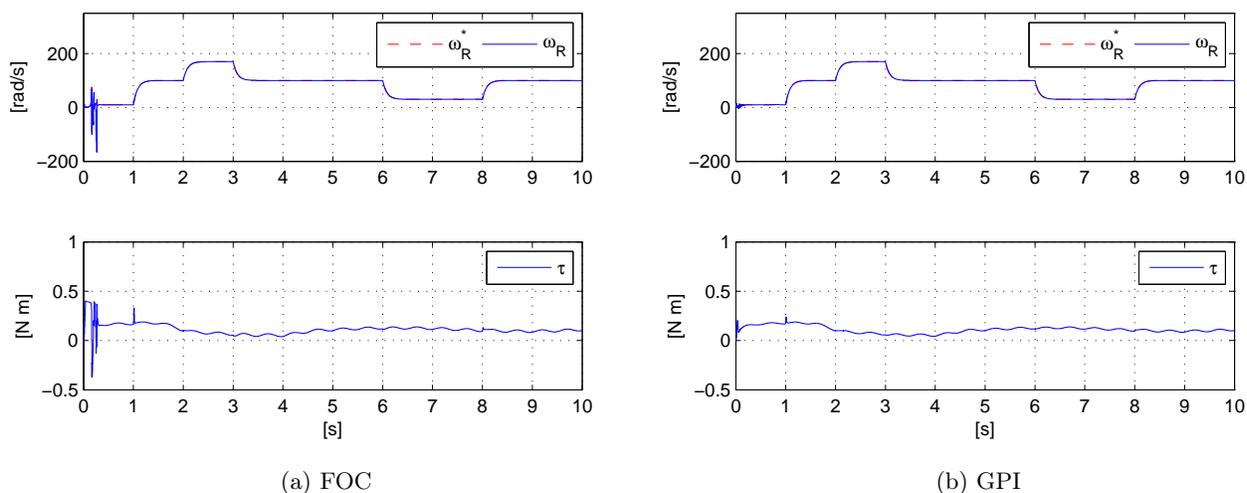


Figura 3.18: Seguimiento de velocidad y par generado. Simulación del control “sensorless” y par de carga variable.

Las figuras 3.19 y 3.20 muestran el error en el seguimiento de la velocidad en términos absolutos y relativos, dejando en evidencia un menor error de velocidad para el controlador GPI, tanto en la configuración con encoder como en el caso “sensorless”.

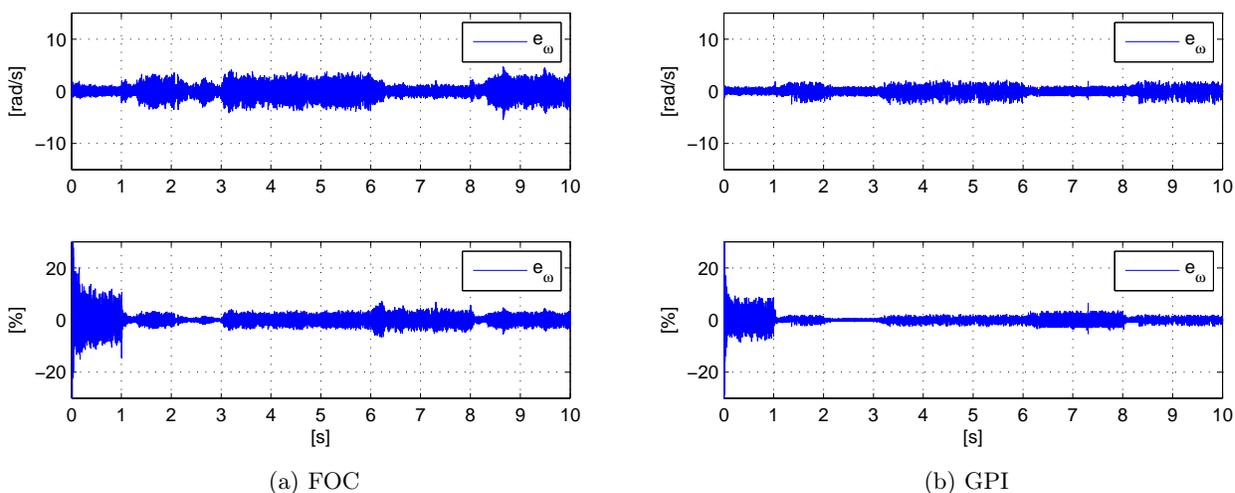


Figura 3.19: Error de velocidad. Simulación del control con encoder y par de carga variable.

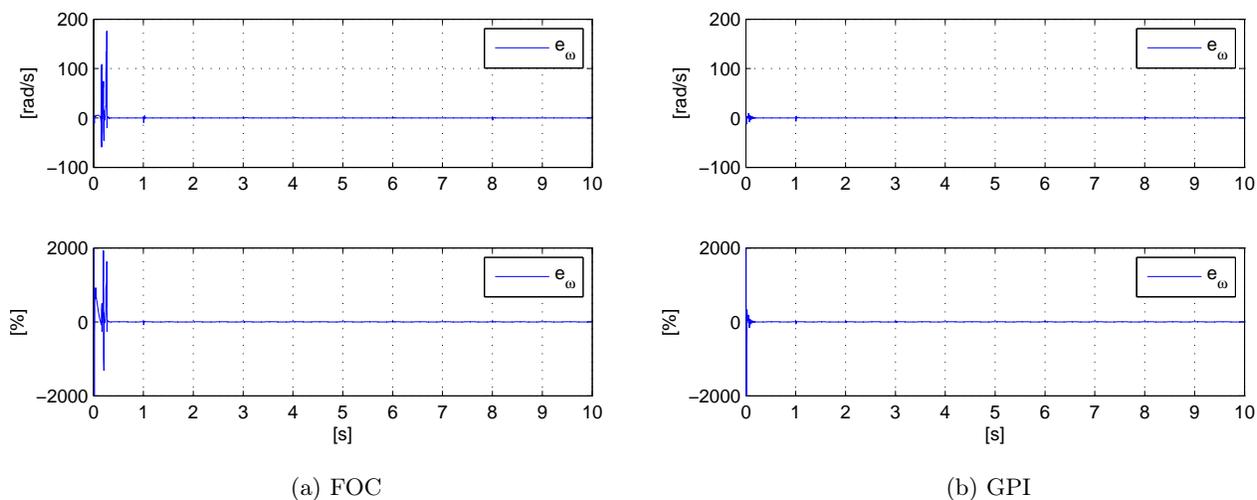


Figura 3.20: Error de velocidad. Simulación del control “sensorless” y par de carga variable.

En la figura 3.21 se puede observar que los niveles de corriente para ambos controladores son muy similares. Lo mismo sucede en la figura 3.22 con la modalidad “sensorless”, salvo en la etapa de arranque, en donde el FOC presenta una demanda de corriente elevada.

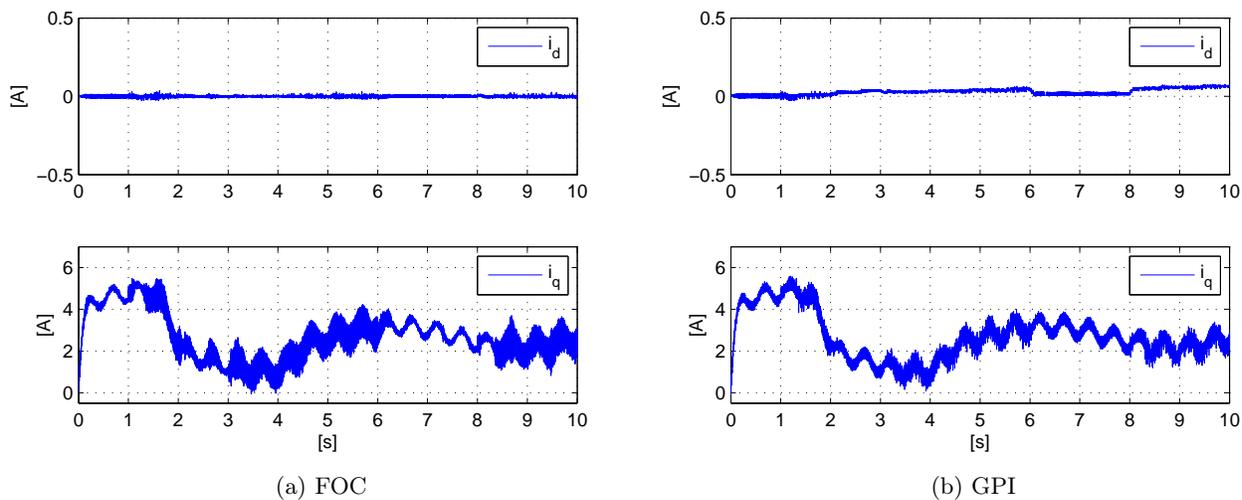


Figura 3.21: Corrientes de estator. Simulación del control con encoder y par de carga variable.

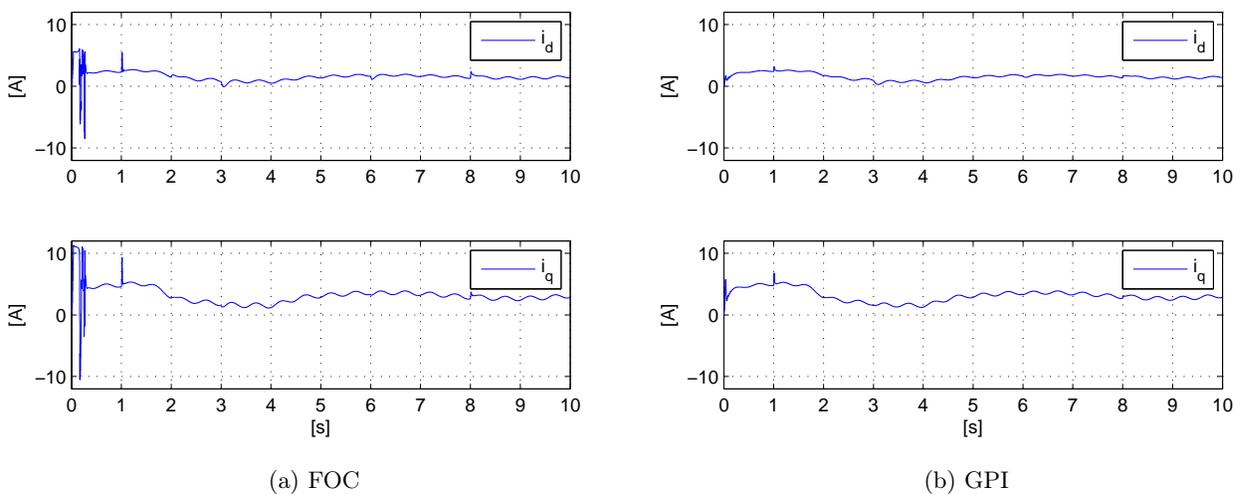


Figura 3.22: Corrientes de estator. Simulación del control “sensorless” y par de carga variable.

En la figura 3.23 se puede ver que la demanda de voltaje es ligeramente mayor para el caso del controlador GPI en la modalidad con encoder. Para el caso “sensorless” (figura 3.24), la demanda de voltaje es mayor en el FOC durante la etapa de arranque, después de esta etapa transitoria, la demanda de voltaje es la misma para ambos controladores.

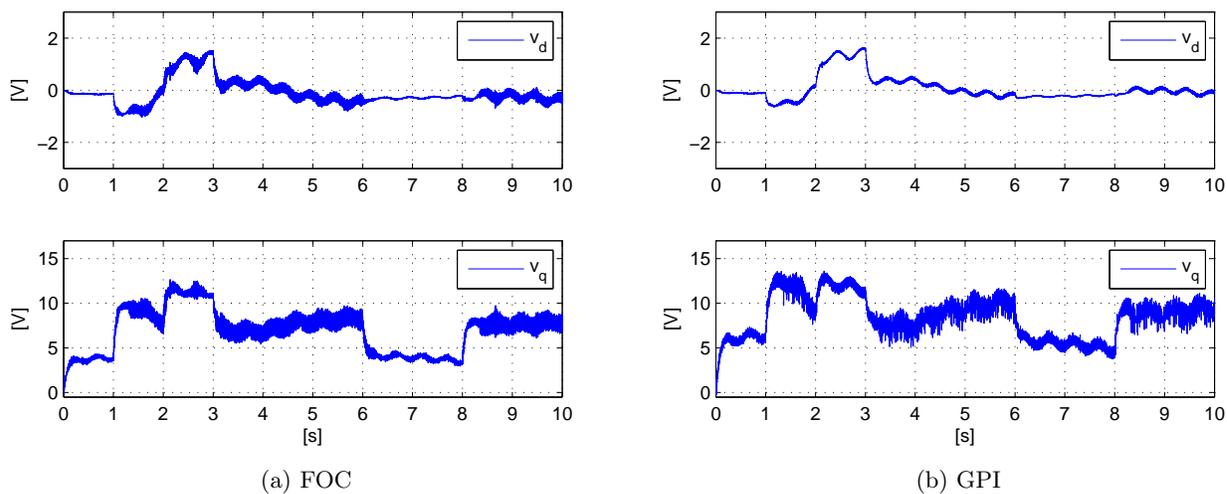


Figura 3.23: Voltajes de estator. Simulación del control con encoder y par de carga variable.

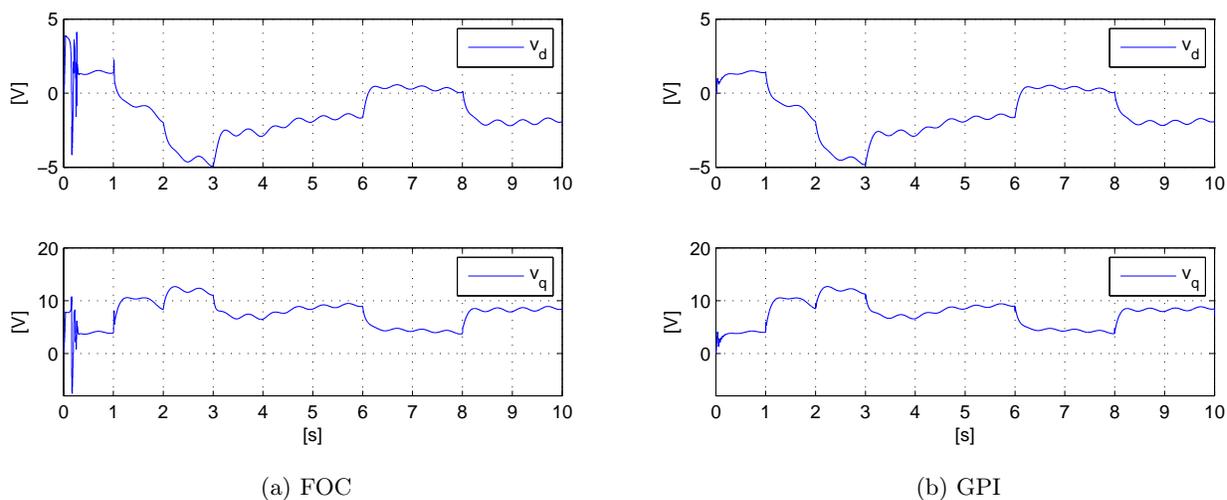


Figura 3.24: Voltajes de estator. Simulación del control “sensorless” y par de carga variable.

Se tiene prácticamente la misma norma de corriente para el FOC y el controlador GPI en la evaluación con encoder (figura 3.25), sin embargo, la norma de voltaje es ligeramente mayor para el controlador GPI. En la figura 3.26 se pueden observar valores muy similares de las normas de corriente y voltaje entre los dos controladores, salvo en la etapa transitoria que presenta el FOC al arranque, en donde los valores de la norma de corriente y voltaje son elevados.

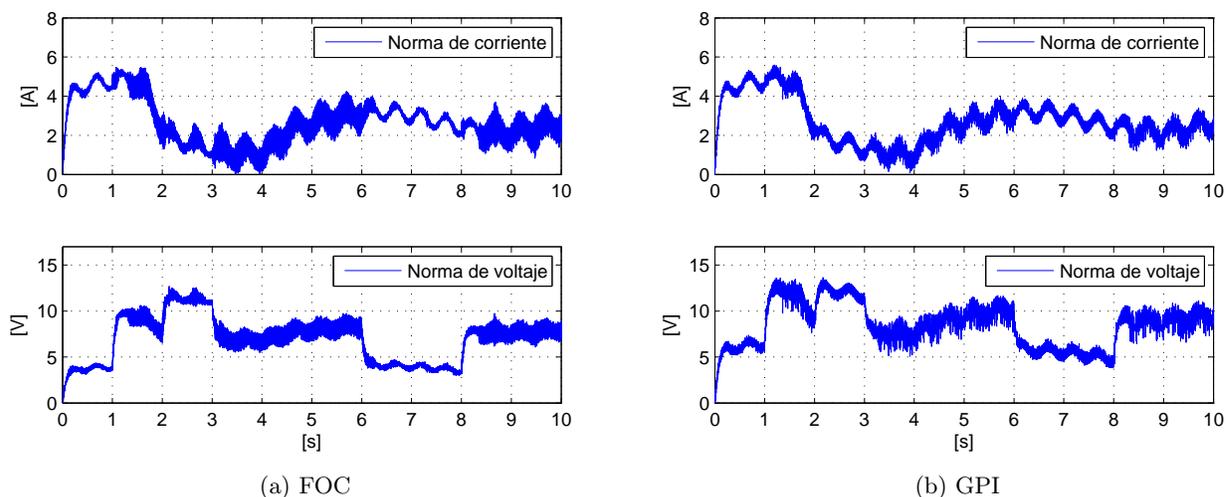


Figura 3.25: Norma de corriente de estator y norma de voltaje de estator. Simulación del control con encoder y par de carga variable.

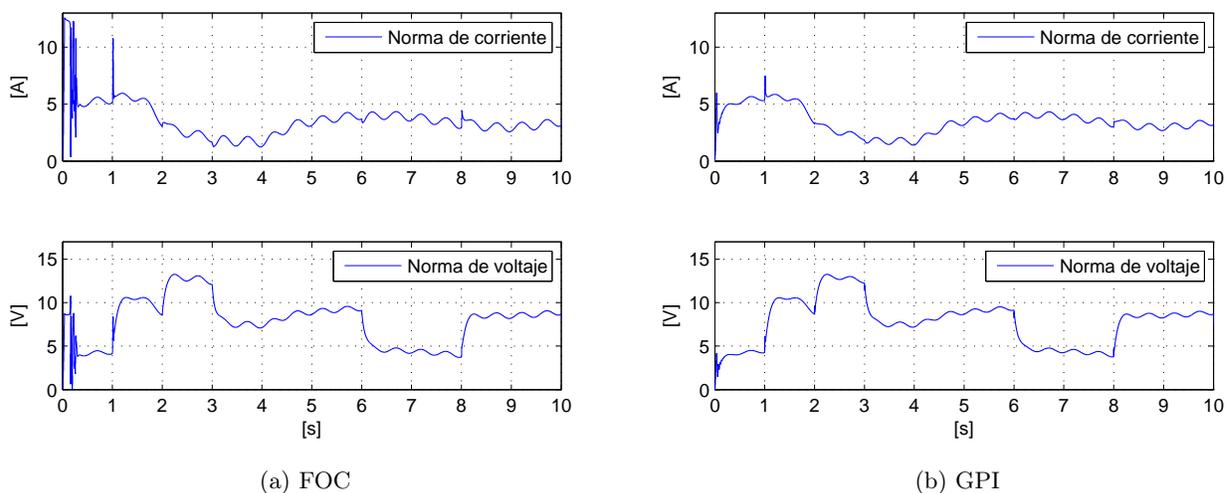


Figura 3.26: Norma de corriente de estator y norma de voltaje de estator. Simulación del control “sensorless” y par de carga variable.

En presencia de un par de carga variable, se tiene una mayor diferencia entre los valores de la integral del error de velocidad al cuadrado de ambos controladores, tanto en la configuración con encoder como en la “sensorless”, esto se puede observar en las figuras 3.27 y 3.54, en donde la función de coste resulta menos significativa para el controlador GPI, traduciéndose en un mejor desempeño.

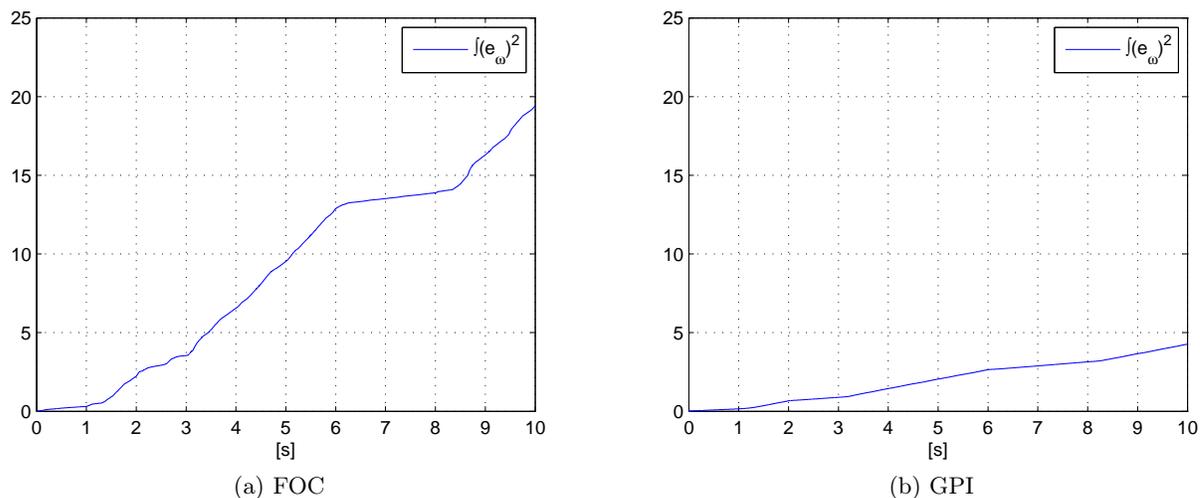


Figura 3.27: Integral del error cuadrático de velocidad. Simulación del control con encoder y par de carga variable.

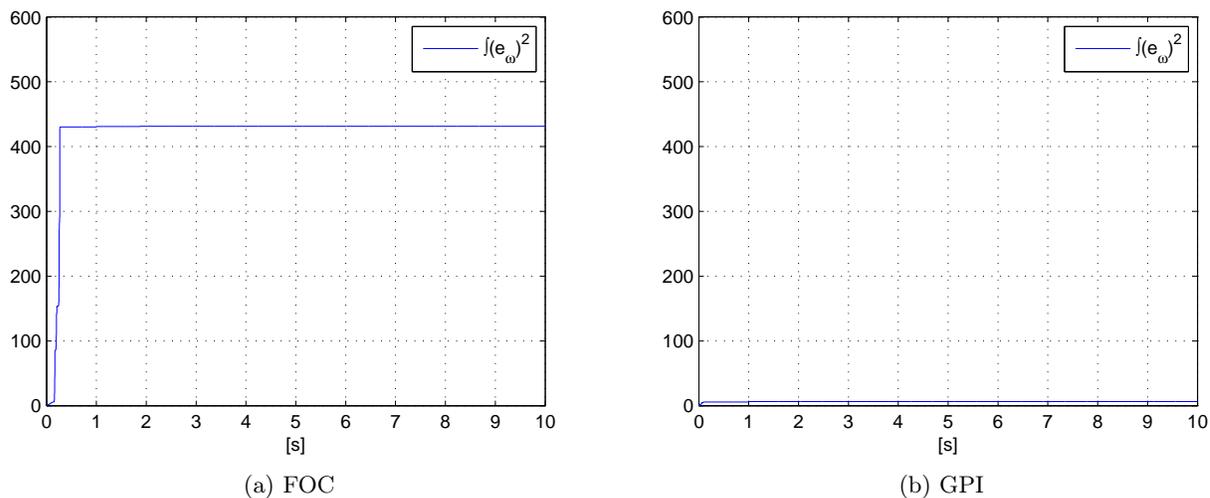


Figura 3.28: Integral del error cuadrático de velocidad. Simulación del control “sensorless” y par de carga variable.

Para la configuración “sensorless”, el error de la posición por parte del controlador GPI es mucho menor que para el caso del FOC, esto se debe a que durante la etapa de arranque, el controlador GPI logra seguir la referencia de velocidad sin que el rotor presente algún tipo de oscilación.

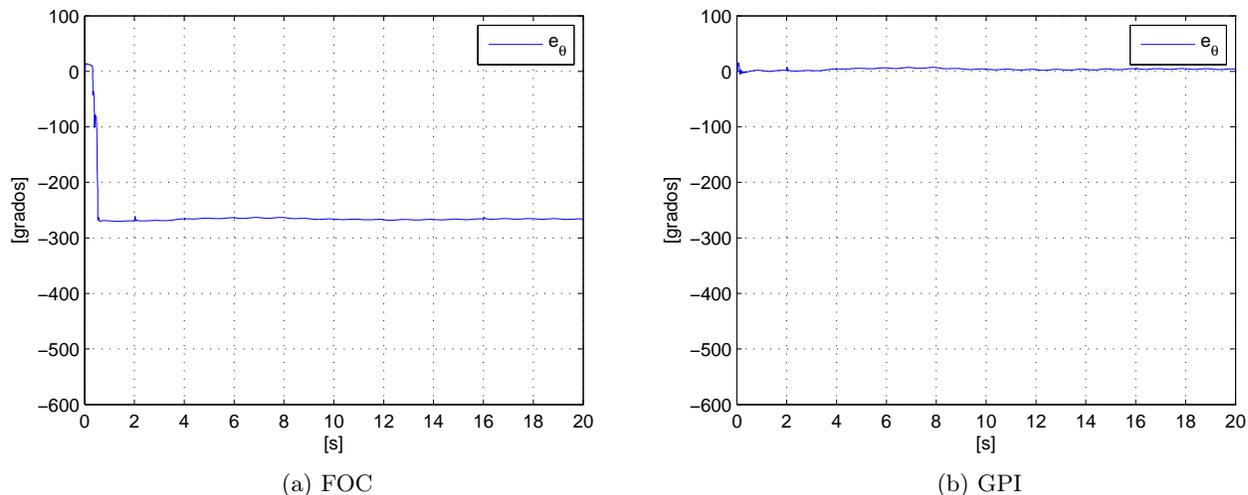


Figura 3.29: Error de posición. Simulación del control “sensorless” y par de carga variable.

3.3. Resultados experimentales

Las ganancias utilizadas para cada uno de los lazos PI de los controladores FOC y GPI, son las mismas que se utilizaron para la etapa de simulación en la sección 3.2 (ver tablas 3.2 a 3.6).

3.3.1. Resultados experimentales con par de carga constante

Se presentan los resultados de las dos primeras pruebas del “benchmark”, que corresponden al seguimiento de velocidad bajo presencia de diferentes niveles de par de carga constante.

Se puede observar en la figura 3.30 el buen desempeño tanto del FOC como del controlador GPI en el seguimiento de la referencia de velocidad, ambos en la configuración con encoder. La modalidad “sensorless” se muestra en la figura 3.31, se puede notar que en la etapa de arranque se tiene una mejor calidad en el seguimiento de la referencia de velocidad por parte del controlador GPI.

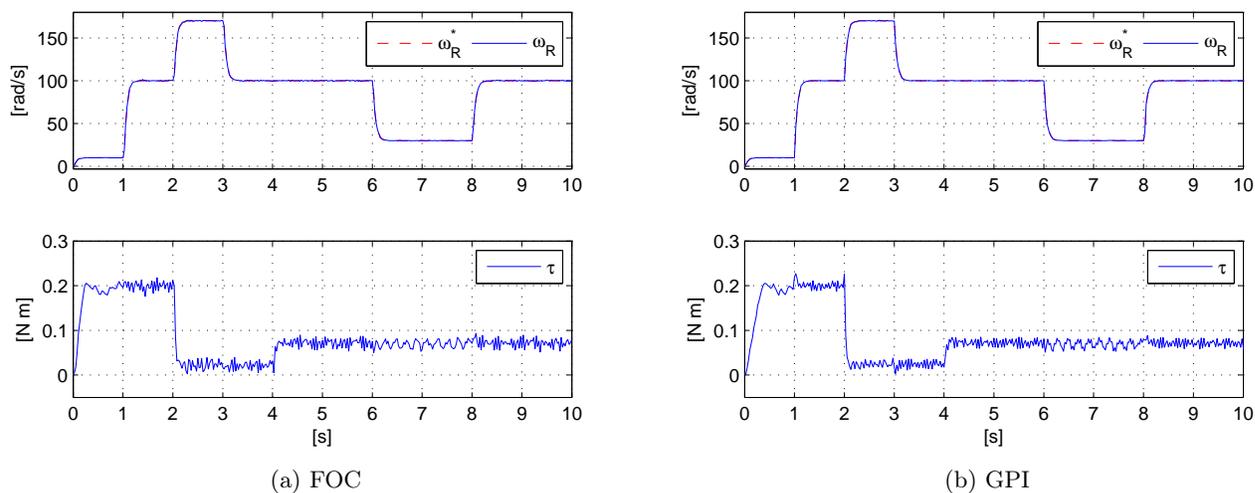


Figura 3.30: Seguimiento de velocidad y par generado. Experimentación del control con encoder y par de carga constante.

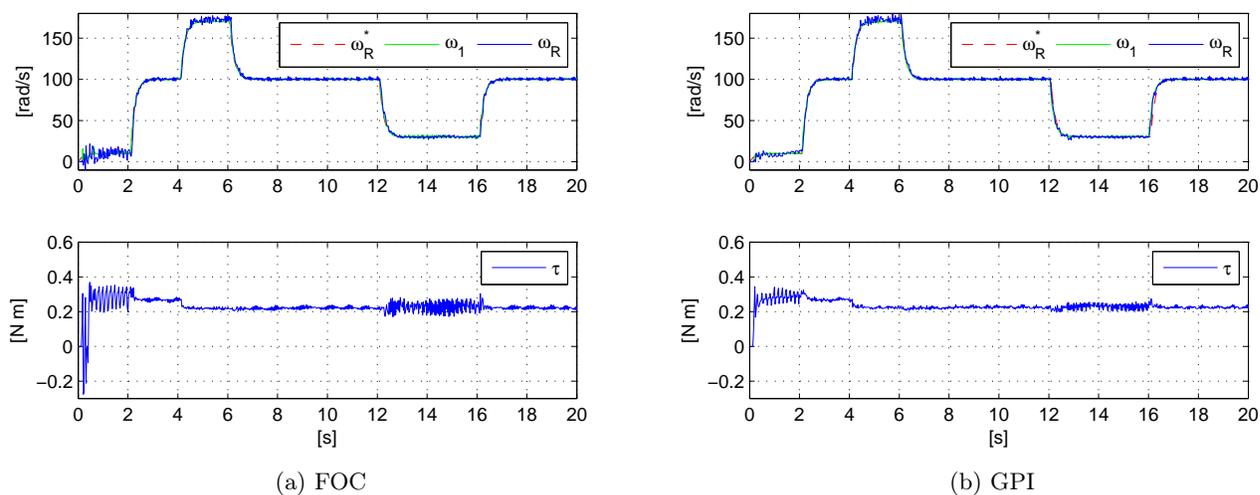


Figura 3.31: Seguimiento de velocidad y par generado. Experimentación del control “sensorless” y par de carga constante.

En la figura 3.32 se muestra el error en el seguimiento de la velocidad en la configuración con encoder en términos absolutos y relativos, puede notarse que el porcentaje de error es ligeramente menor para el controlador GPI. La figura 3.33 pone en evidencia que el error en el seguimiento de velocidad durante la etapa de arranque, resulta mayor en el caso del FOC en la modalidad “sensorless”.

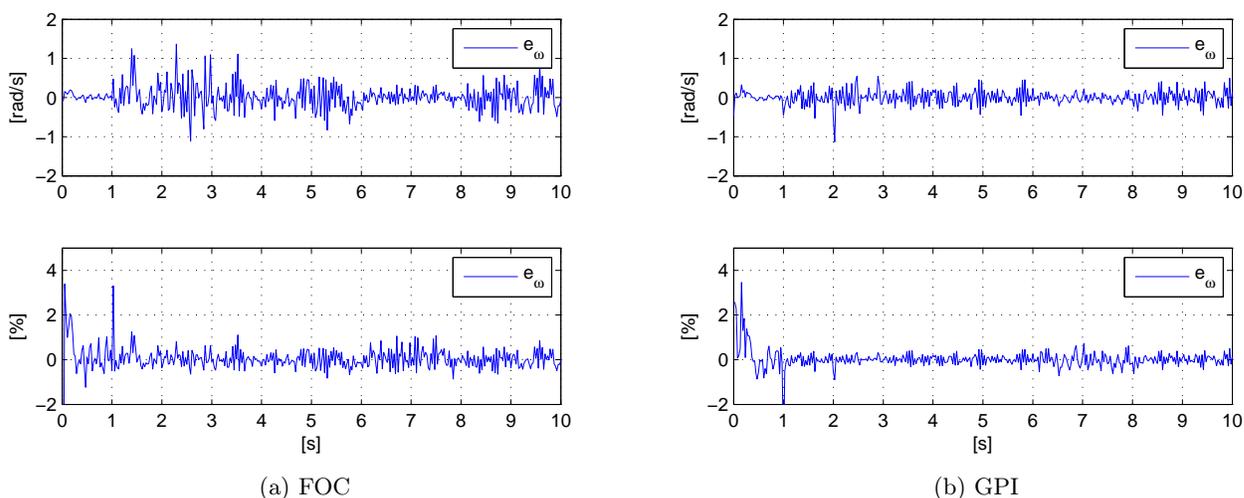


Figura 3.32: Error de velocidad. Experimentación del control con encoder y par de carga constante.

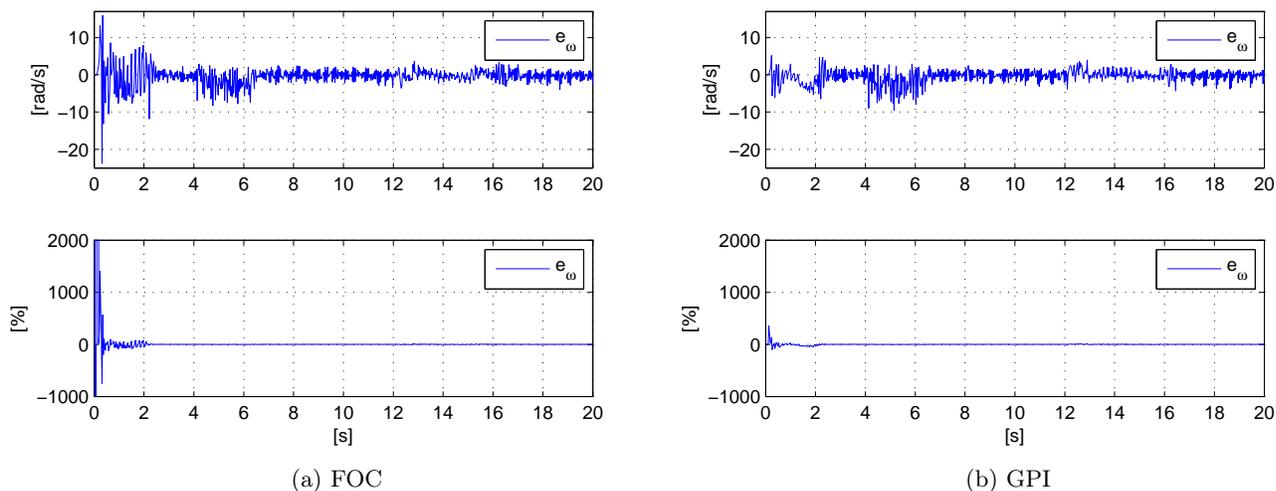


Figura 3.33: Error de velocidad. Experimentación del control “sensorless” y par de carga constante.

En las figuras 3.34 y 3.35 se muestran las corrientes del estator en el marco de referencia dq , para la evaluación con encoder se tiene que los valores de la componente i_q son prácticamente iguales para el FOC y el controlador GPI, puede observarse que aparece una pequeña componente i_d para el controlador GPI. Para la modalidad sin sensores se tiene también que los valores de las corrientes son muy similares, salvo la fluctuación que presenta el FOC en la etapa de arranque.

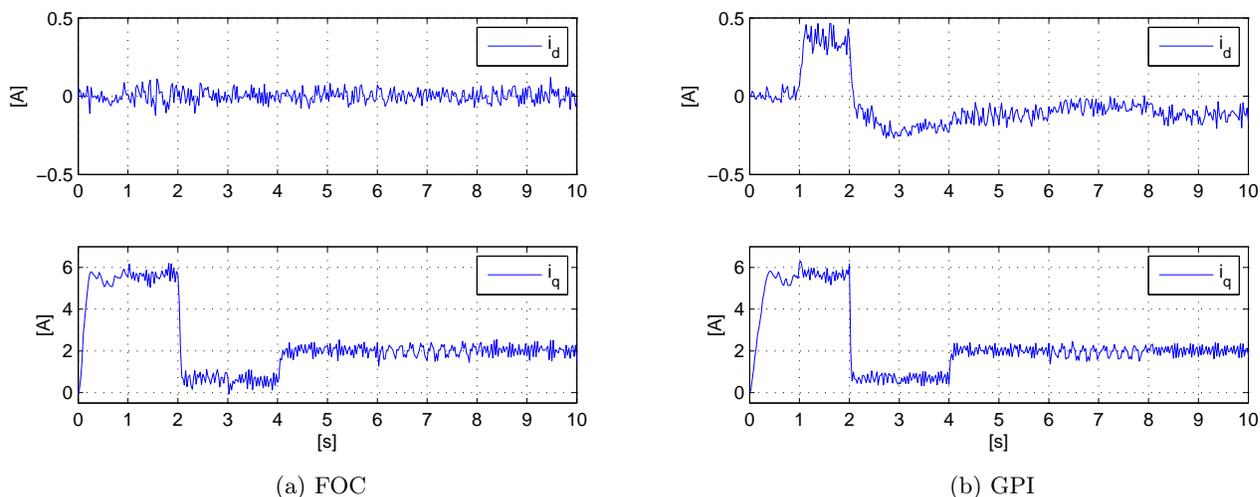


Figura 3.34: Corrientes de estator. Experimentación del control con encoder y par de carga constante.

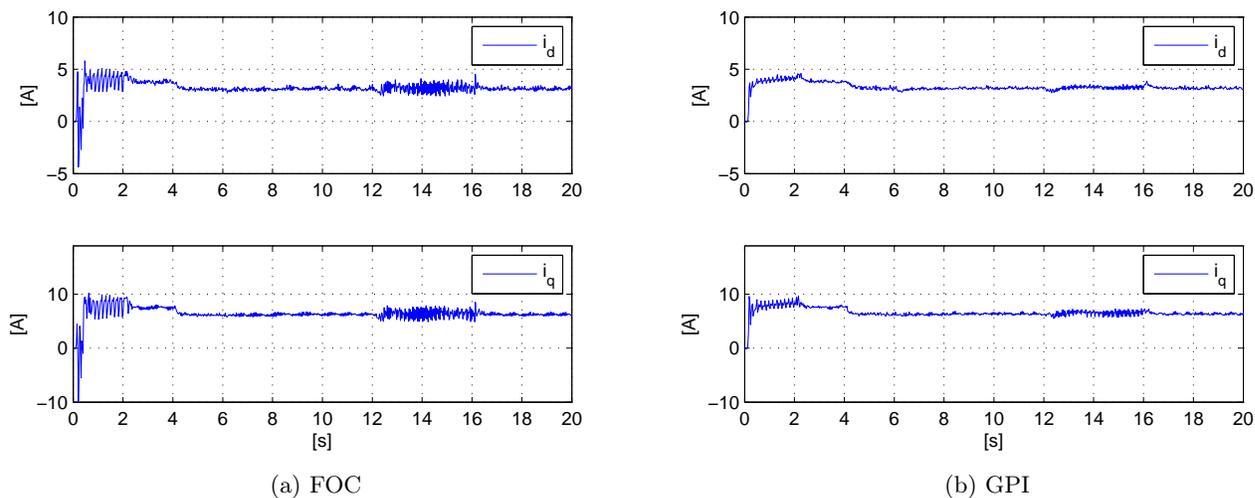


Figura 3.35: Corrientes de estator. Experimentación del control “sensorless” y par de carga constante.

En las figuras 3.36 y 3.37 se pueden observar valores muy similares de los voltajes del estator en el marco de referencia dq para ambos controladores.

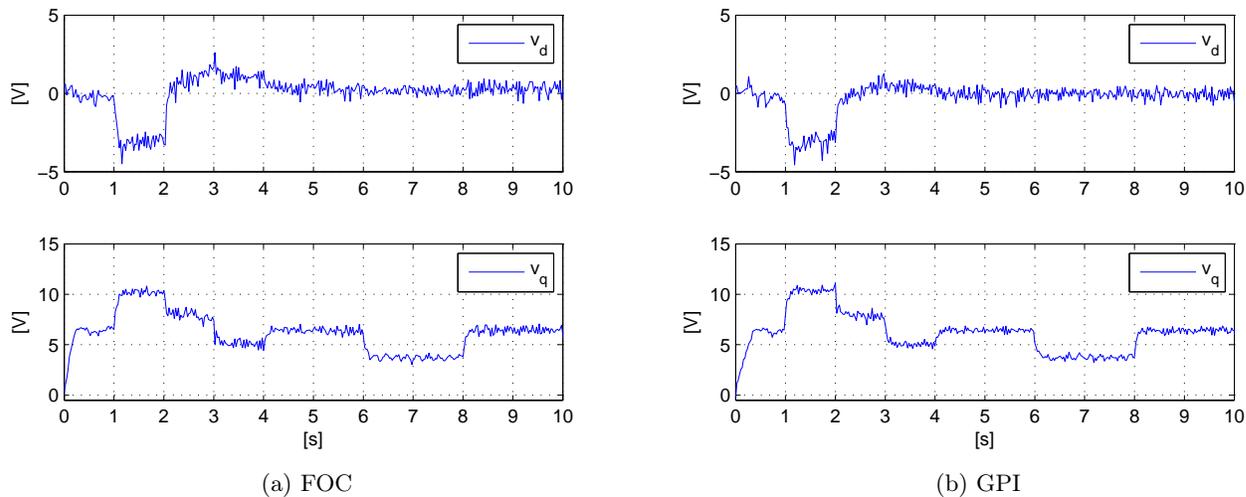


Figura 3.36: Voltajes de estator. Experimentación del control con encoder y par de carga constante.

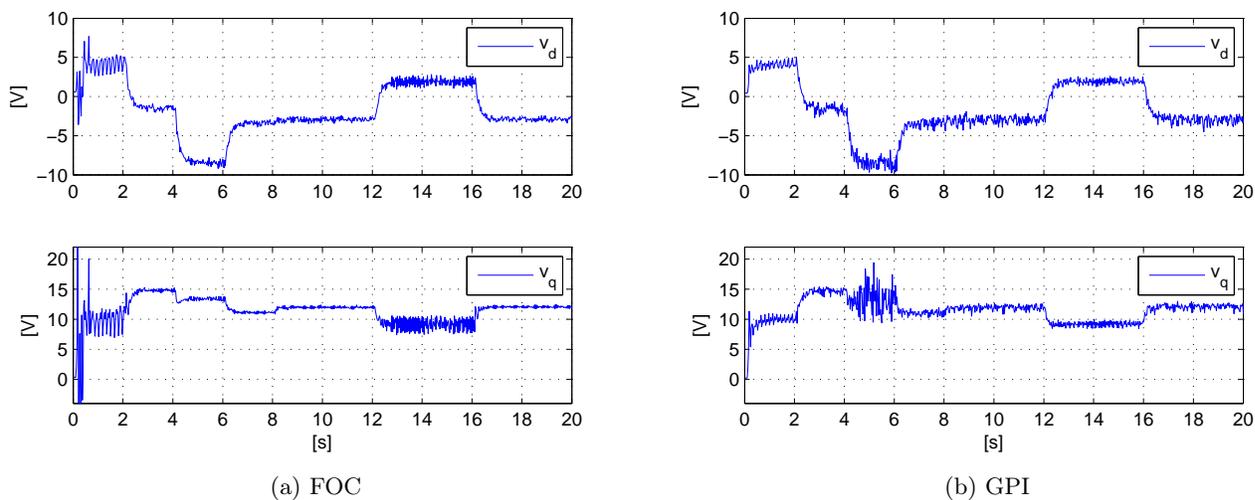


Figura 3.37: Voltajes de estator. Experimentación del control “sensorless” y par de carga constante.

En esencia, los niveles alcanzados por las normas de corriente y voltaje con ambos controladores son muy similares, tanto en presencia de encoder como en modo “sensorless” (figuras 3.38 y 3.39).

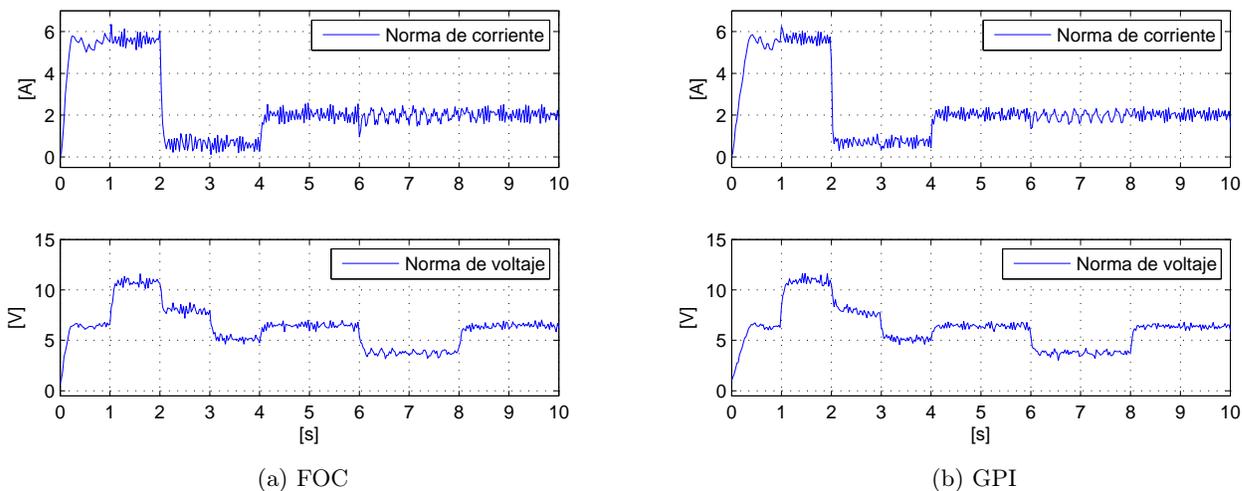


Figura 3.38: Norma de corriente de estator y norma de voltaje de estator. Experimentación del control con encoder y par de carga constante.

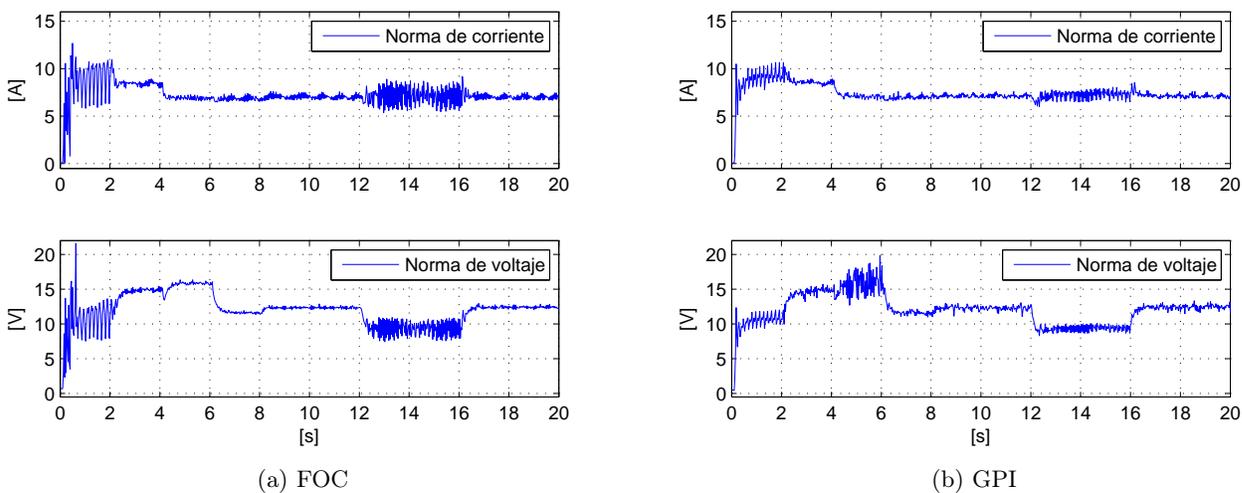


Figura 3.39: Norma de corriente de estator y norma de voltaje de estator. Experimentación del control “sensorless” y par de carga constante.

En las figuras 3.40 y 3.41 se logra apreciar una notable disminución en los valores de la integral del error de velocidad al cuadrado para el controlador GPI, evidenciándose un mejor desempeño en el seguimiento de la velocidad de referencia.

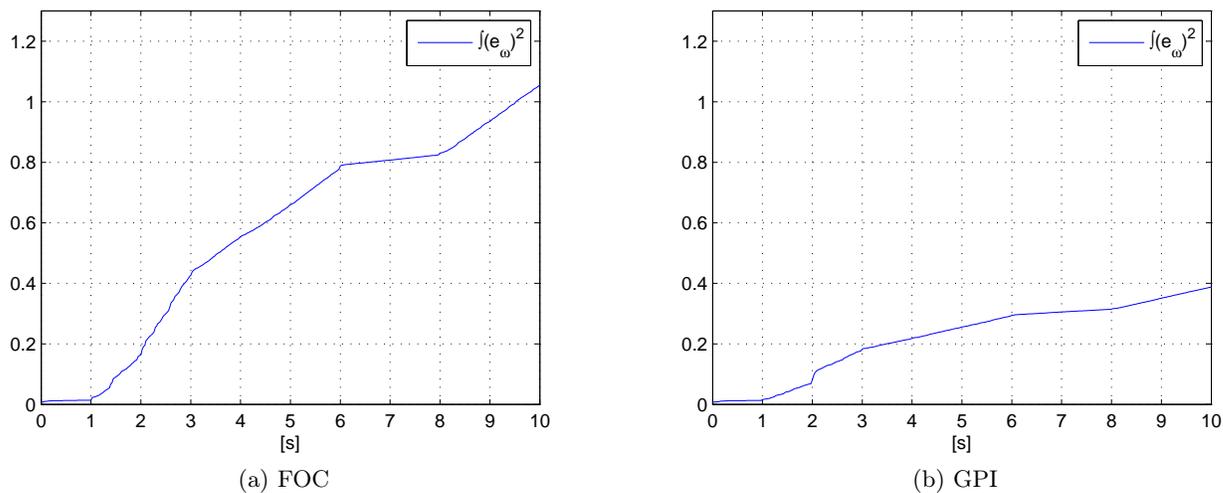


Figura 3.40: Integral del error cuadrático de velocidad. Experimentación del control con encoder y par de carga constante.

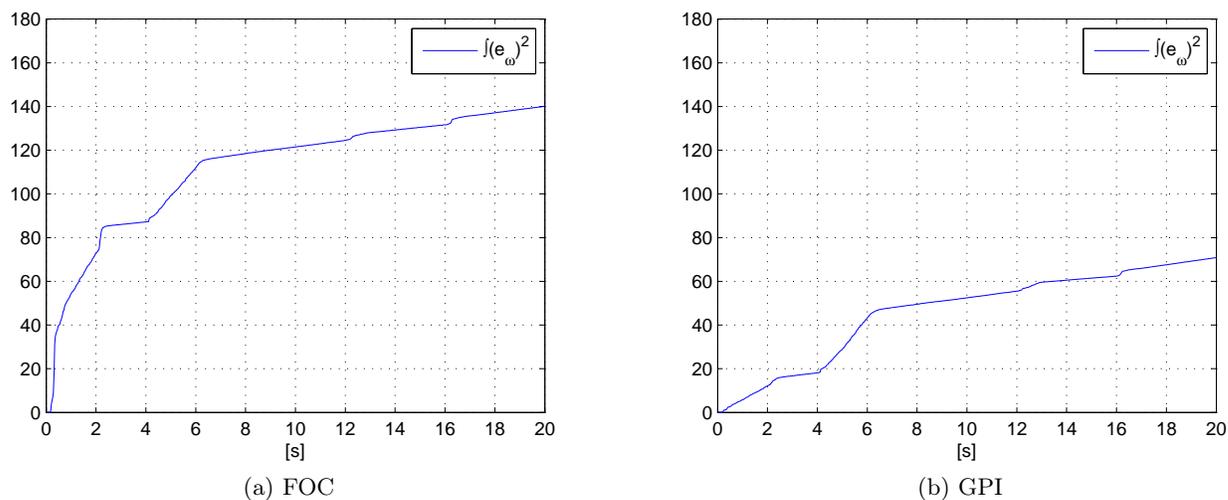


Figura 3.41: Integral del error cuadrático de velocidad. Experimentación del control “sensorless” y par de carga constante.

Al utilizar una frecuencia de muestreo de 20 [kHz] en el DSP y un encoder con una resolución de 5000 [CPR], se logró trabajar con una velocidad máxima de 170 [rad/s], al exceder este valor, el error entre la posición real del rotor y la posición obtenida por el encoder comenzará a ser cada vez mayor. Es por esta razón que en la figura 3.42 en el tiempo de 4 a 6 [s] comienza a incrementarse el error de posición, entonces, en este intervalo de tiempo se evidencia un error en la posición obtenida a partir del encoder, no de la posición obtenida a partir del estimador de posición.

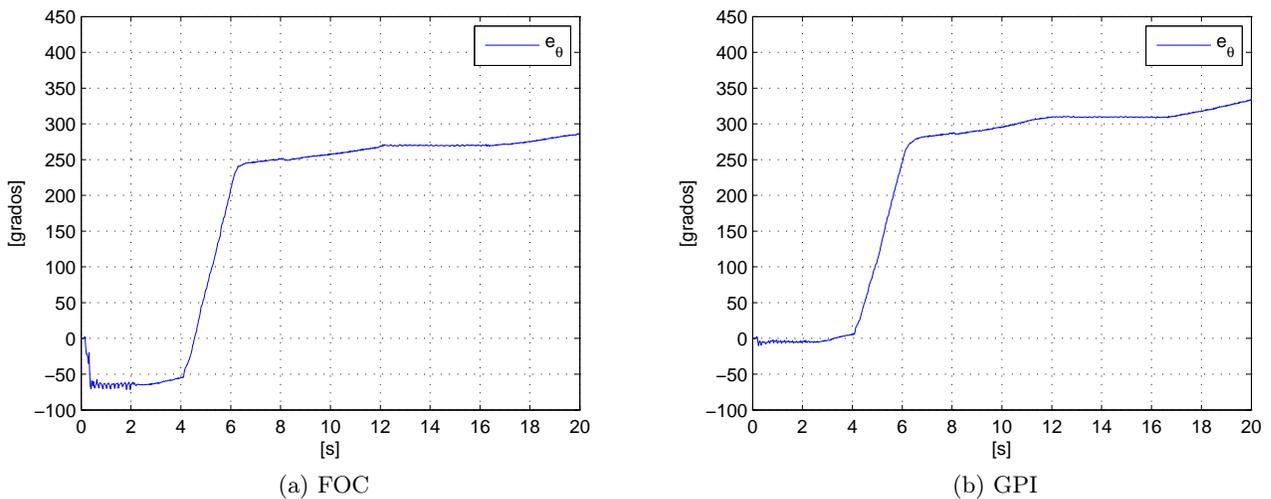


Figura 3.42: Error de posición. Experimentación del control “sensorless” y par de carga constante.

3.3.2. Resultados experimentales con par de carga variable

Ahora se muestran los resultados de la segunda y tercera prueba del “benchmark”, que corresponden al seguimiento de velocidad bajo presencia de un par de carga variable. Para esta configuración, el observador de velocidad propuesto ya no resulta válido, es por ello que se recurre a la derivada de la posición, esperando una menor calidad en el seguimiento de la velocidad por parte de ambos controladores.

En la figura 3.43 puede observarse que hay una ligera mejoría en la calidad del seguimiento de la referencia de velocidad por parte del controlador GPI. En la figura 3.44 se muestra la modalidad “sensorless”, en donde ambos controladores presentan un comportamiento muy similar.

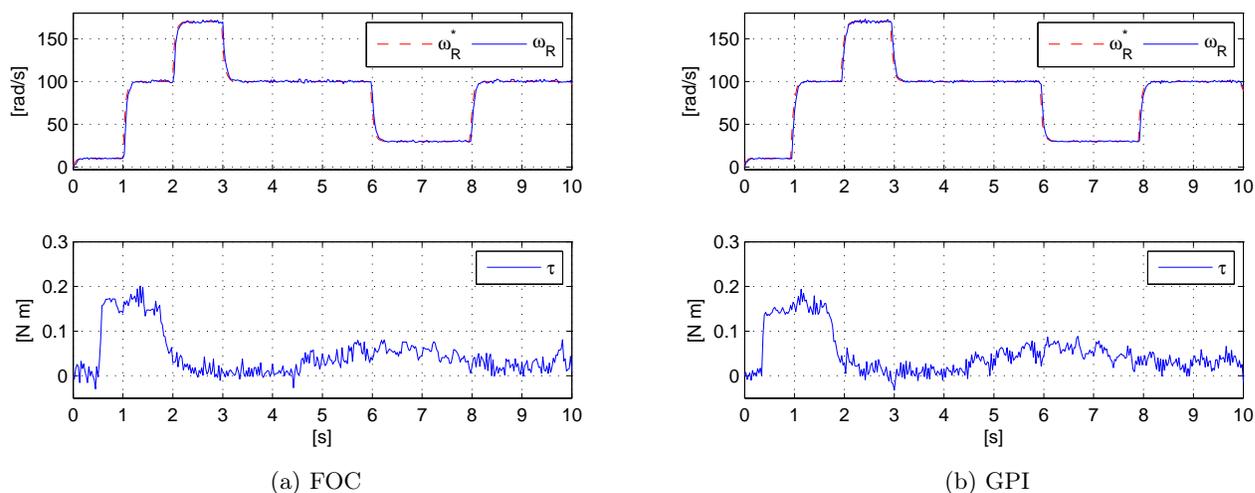


Figura 3.43: Seguimiento de velocidad y par generado. Experimentación del control con encoder y par de carga variable.

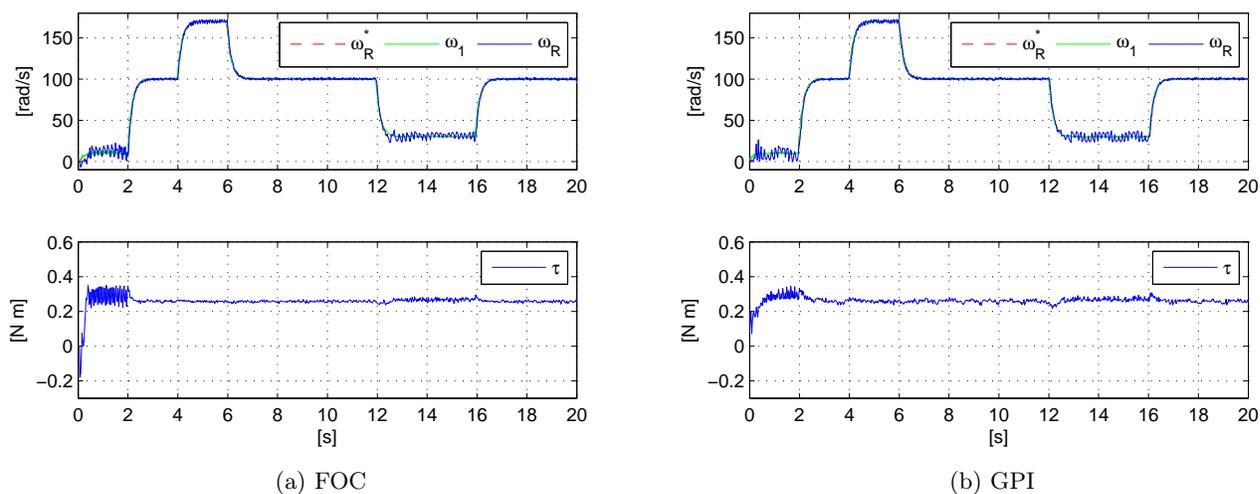


Figura 3.44: Seguimiento de velocidad y par generado. Experimentación del control “sensorless” y par de carga variable.

En la figura 3.45 se muestra una disminución en el error de velocidad por parte del controlador GPI, sobre todo en los tiempos de 1 a 6 [s] y de 8 a 10 [s], en donde la velocidad del motor es mayor. La figura 3.46 muestra una gran similitud entre los resultados con ambos controladores.

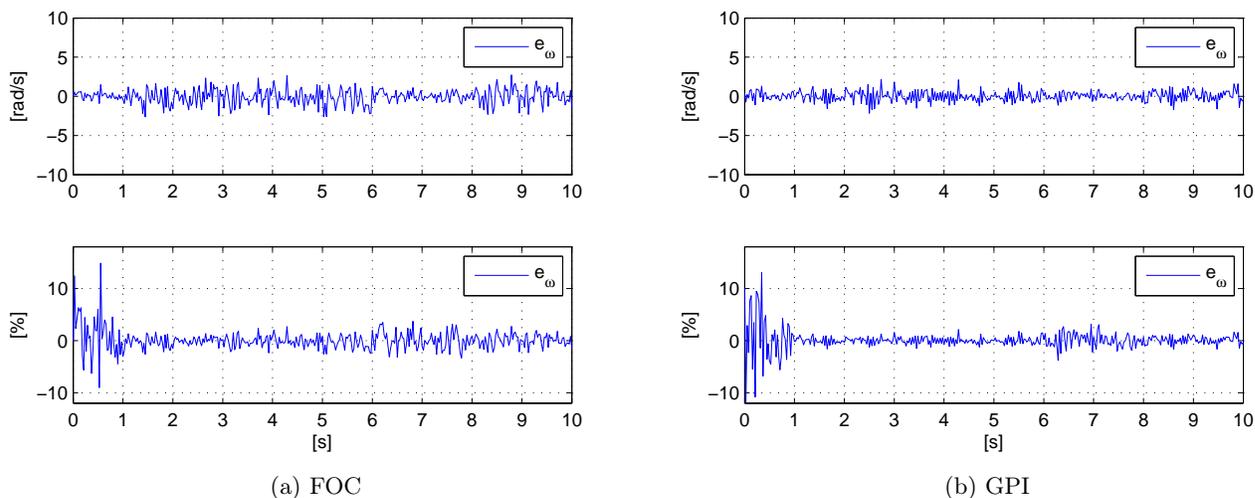


Figura 3.45: Error de velocidad. Experimentación del control con encoder y par de carga variable.

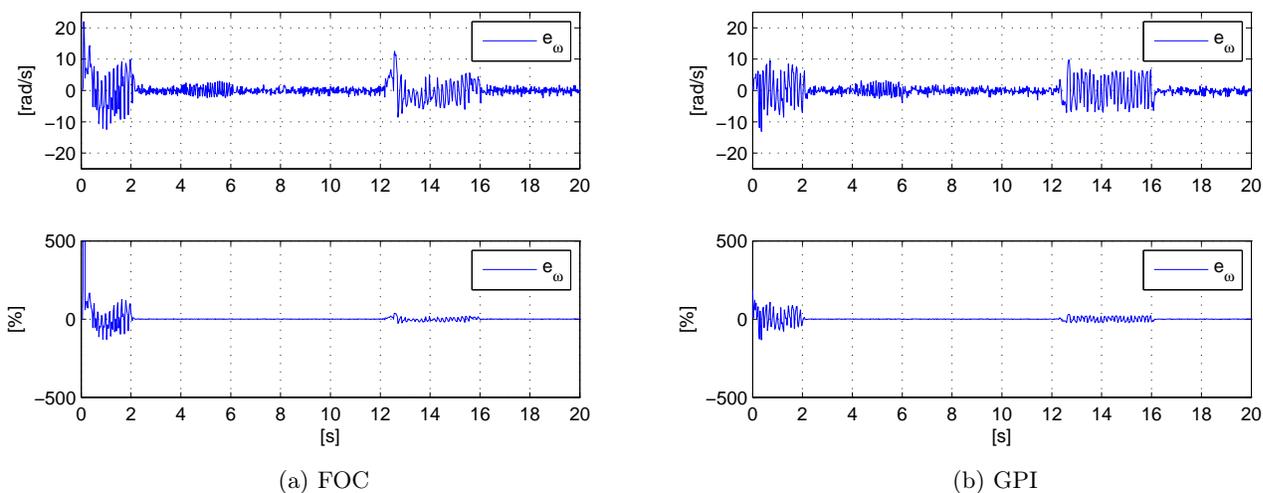


Figura 3.46: Error de velocidad. Experimentación del control “sensorless” y par de carga variable.

En las figuras 3.47 y 3.48 se muestran las corrientes del estator en el marco de referencia dq , para la evaluación con encoder se tiene que los valores de la componente i_q son prácticamente iguales para el FOC y el controlador GPI, puede observarse que aparece una pequeña componente i_d para el controlador GPI.

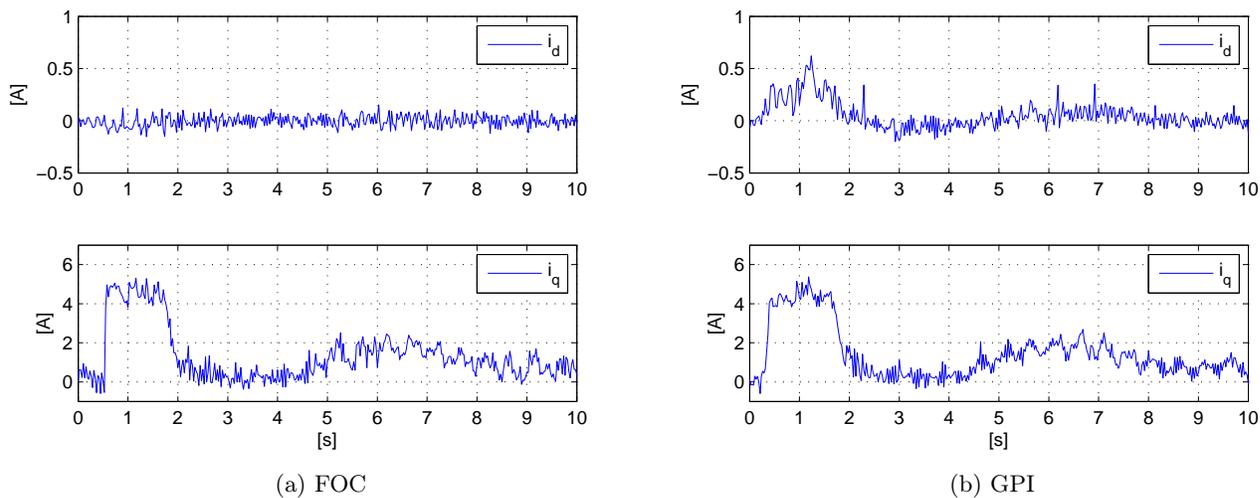


Figura 3.47: Corrientes de estator. Experimentación del control con encoder y par de carga variable.

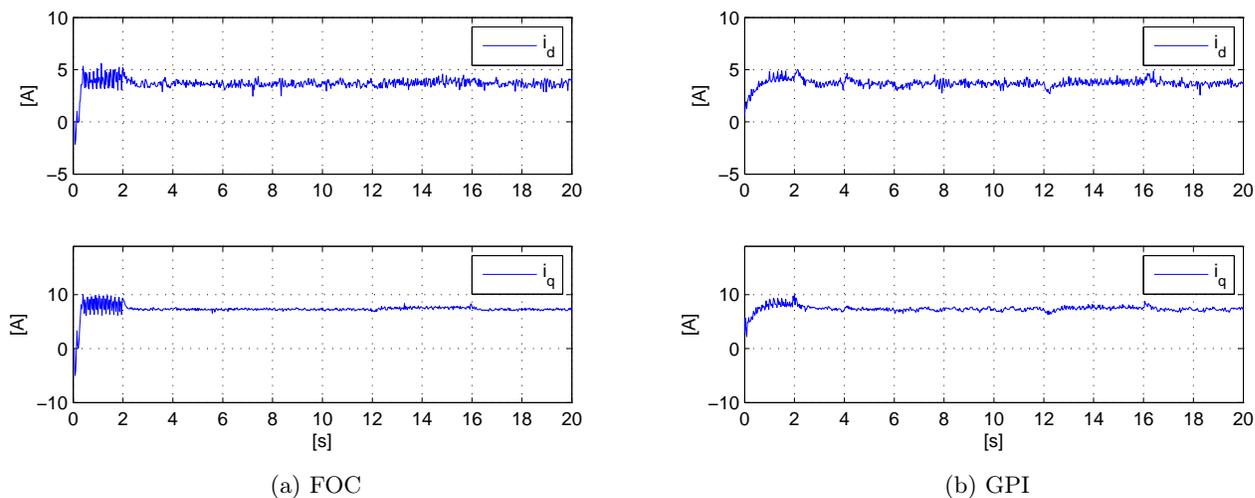


Figura 3.48: Corrientes de estator. Experimentación del control “sensorless” y par de carga variable.

En la figura 3.49 se puede evidenciar una mayor oscilación en el voltaje v_q con el controlador GPI, cabe mencionar que como resultado de esta oscilación, la calidad en el seguimiento de la velocidad es mejor que en el caso del FOC. En la figura 3.50 se pueden observar valores muy similares de los voltajes del estator en el marco de referencia dq para ambos controladores.

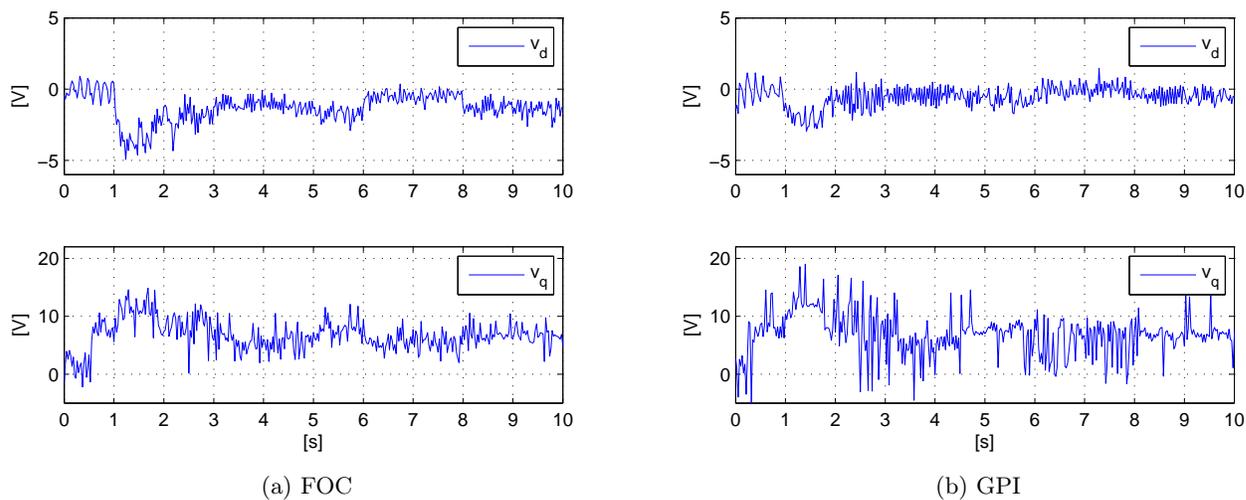


Figura 3.49: Voltajes de estator. Experimentación del control con encoder y par de carga variable.

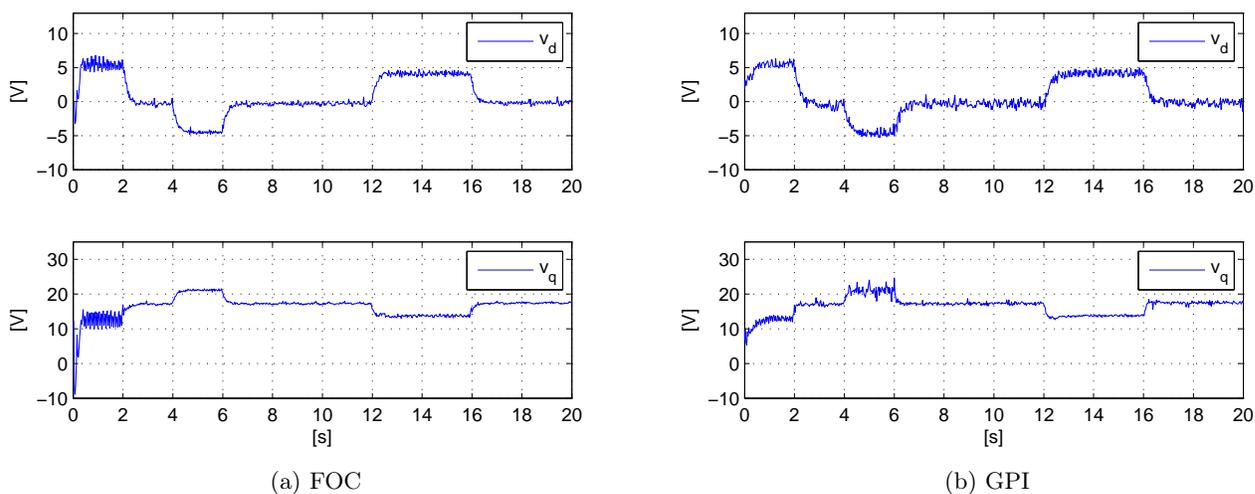


Figura 3.50: Voltajes de estator. Experimentación del control “sensorless” y par de carga variable.

En esencia, los niveles alcanzados por las normas de corriente y voltaje con ambos controladores son muy similares, tanto en presencia de encoder como en modo “sensorless” (figuras 3.51 y 3.52).

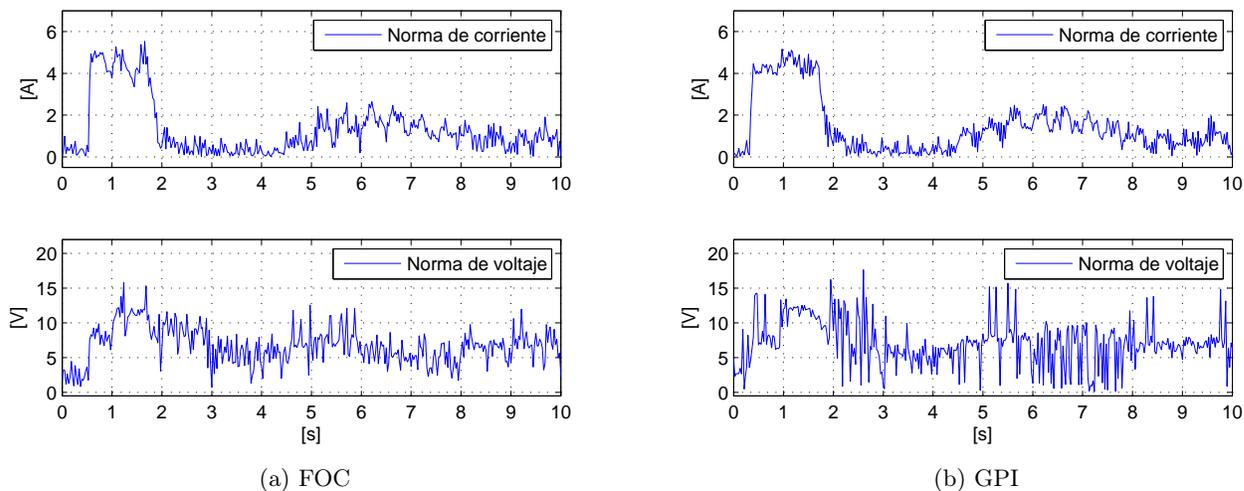


Figura 3.51: Norma de corriente de estator y norma de voltaje de estator. Experimentación del control con encoder y par de carga variable.

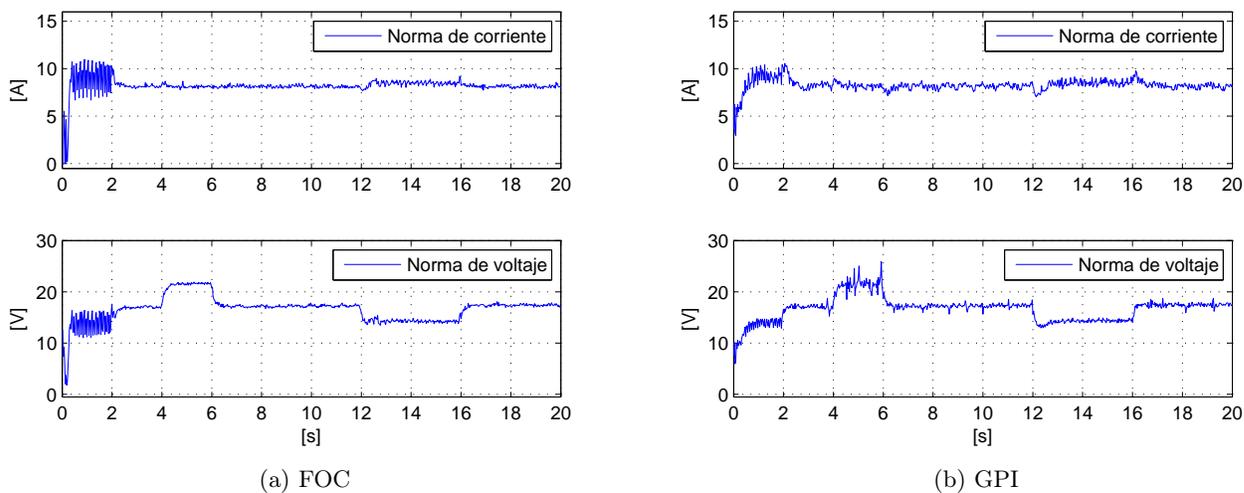
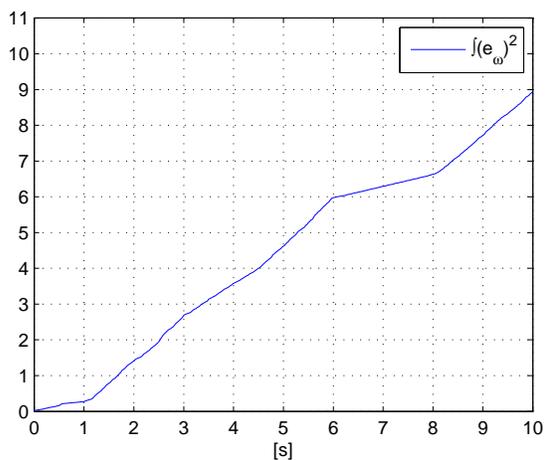
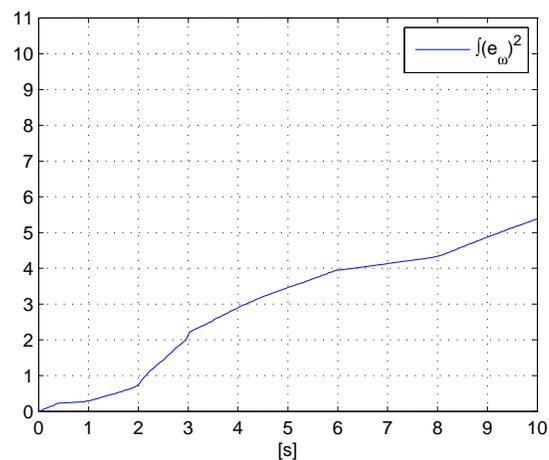


Figura 3.52: Norma de corriente de estator y norma de voltaje de estator. Experimentación del control “sensorless” y par de carga variable.

En las figuras 3.53 y 3.54 se logra apreciar una ligera disminución en los valores de la integral del error de velocidad al cuadrado para el controlador GPI, evidenciándose, aunque solo por un poco, un mejor desempeño en el seguimiento de la velocidad de referencia.

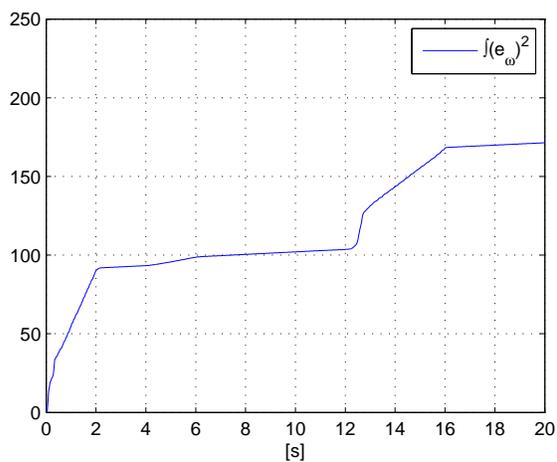


(a) FOC

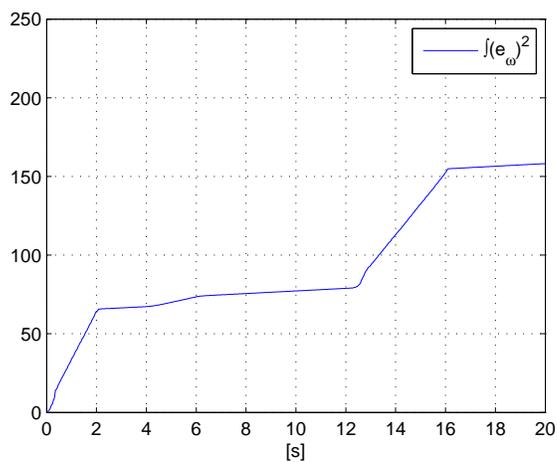


(b) GPI

Figura 3.53: Integral del error cuadrático de velocidad. Experimentación del control con encoder y par de carga variable.



(a) FOC



(b) GPI

Figura 3.54: Integral del error cuadrático de velocidad. Experimentación del control "sensorless" y par de carga variable.

En la figura 3.55 se puede observar para el caso del FOC, un error de aproximadamente 100 grados entre la posición real del rotor y la posición estimada, esto se debe a que el motor no comenzó inmediatamente a girar durante la etapa de arranque, lo cual resulta normal en la configuración “sensorless”. Para el caso del controlador GPI, el rotor comenzó a girar casi inmediatamente durante la etapa de arranque. Se puede resaltar para ambos controladores, que el error en la posición no crece durante el resto de la prueba.

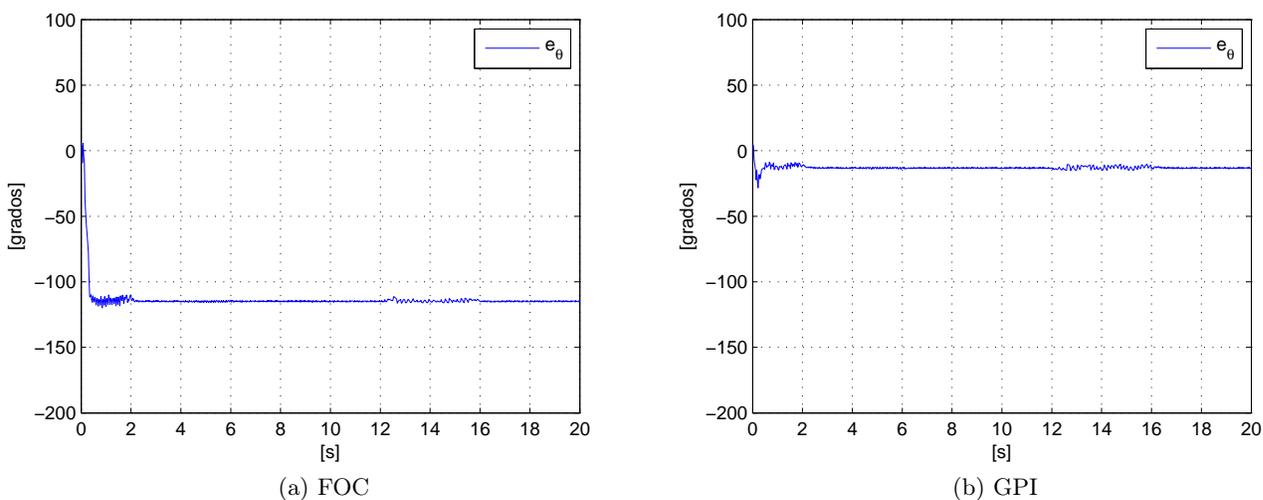


Figura 3.55: Error de posición. Experimentación del control “sensorless” y par de carga variable.

3.4. Análisis de resultados

Se logró una buena aproximación entre los resultados obtenidos a partir de las simulaciones de la sección 3.2 y los resultados experimentales de la sección 3.3. En este apartado se comentan los resultados obtenidos de las pruebas experimentales de las técnicas de control FOC y GPI, bajo sus diferentes modalidades.

Con la finalidad de efectuar una comparación entre los resultados obtenidos de manera experimental de las técnicas de control analizadas, se presentan las tablas 3.8 y 3.9, en donde se muestran diferentes criterios.

Como medida del criterio de evaluación de la respuesta transitoria, se utiliza el signo “+” para indicar un mejor desempeño y un signo “-” indica un desempeño deficiente.

Criterios de comparación	Técnicas de control en presencia de un par de carga constante			
	FOC con encoder	GPI con encoder	FOC sensorless	GPI sensorless
Respuesta transitoria	+++	+++	+	++
Error de velocidad máximo	3.5 [%]	3.5 [%]	20 [rad/s]	10 [rad/s]
Demanda de corriente máxima	6 [A]	6 [A]	12.5 [A]	11 [A]
Integral del error de velocidad al cuadrado total	1.1	0.4	140	70
Dificultad de sintonización	baja	baja	media	media
Dificultad de implementación	baja	baja	media	media

Tabla 3.8: Tabla comparativa de leyes de control con par de carga constante.

Las figuras 3.30 y 3.31, muestran, para las dos estrategias de control, la velocidad de referencia filtrada y la velocidad de la máquina, así como el par electromagnético. Al revisar estas curvas, se puede notar el buen desempeño tanto del controlador GPI como del FOC a lo largo de toda la trayectoria de velocidad cuando se tiene disponible la medición de la posición del rotor. Para el caso del control “sensorless”, el seguimiento de velocidad no resulta tan bueno como cuando se tiene el encoder, la parte más crítica resulta ser al arranque del motor y durante la primera etapa de velocidad. Se puede observar que para el controlador FOC, el error de velocidad (figura 3.33a) resulta ser aproximadamente el doble que para el caso del controlador GPI (figura 3.33b) durante los primeros dos segundos de la prueba. Tanto las normas de corriente como las de voltaje en el control con encoder (figura 3.38) obtuvieron valores muy similares, esto quiere decir que la demanda de corriente y voltaje fue prácticamente la misma para el controlador FOC y GPI. En el control “sensorless”, la norma de corriente para ambos controladores (figura 3.39) es prácticamente la misma. En la figura 3.40, se muestra la integral del error cuadrático de velocidad para los controladores FOC y GPI, es aquí en donde se puede observar de manera global, el buen desempeño de ambos controladores cuando se dispone del encoder. En la figura 3.41, se puede observar en términos generales, que el controlador GPI obtiene un mejor desempeño que el controlador FOC, tanto en la configuración con encoder, así como en la configuración “sensorless”. En la figura 3.42, se tiene el error de posición para el control sin sensores, puede observarse que el error se incrementó de manera lineal en el tiempo de 4 a 6 [s] para ambos controladores, este intervalo de tiempo corresponde a la velocidad más alta de la prueba, para las demás velocidades, el error de posición permaneció prácticamente constante tanto para el controlador FOC como para el GPI.

Criterios de comparación	Técnicas de control en presencia de un par de carga variable			
	FOC con encoder	GPI con encoder	FOC sensorless	GPI sensorless
Respuesta transitoria	++	+++	-	-
Error de velocidad máximo	13 [%]	12 [%]	20 [rad/s]	10 [rad/s]
Demanda de corriente máxima	5 [A]	5 [A]	11 [A]	10.5 [A]
Integral del error de velocidad al cuadrado total	9	5.5	170	160

Tabla 3.9: Tabla comparativa de leyes de control con par de carga variable.

En la figura 3.43 se observa que el seguimiento de la velocidad de referencia, tanto para el controlador FOC como para el GPI, ya no es tan bueno como en el caso de las pruebas con par de carga constante. Esto se debe en parte a que en estas pruebas, ya no se utiliza el observador de velocidad, en su lugar se utiliza la derivada de la posición, originando en una estimación más deficiente. Sin embargo, es fácil notar que la calidad en el seguimiento de la referencia de velocidad, resulta mejor para el controlador GPI con el uso de encoder. En la figura 3.53 se puede observar de una manera global, que el desempeño del controlador GPI en el uso de encoder tiene un mejor desempeño que el controlador FOC. Para la figura 3.54, el desempeño en el seguimiento de la velocidad de referencia resulta muy similar para ambos controladores.

Conclusiones

En el presente trabajo se logró evidenciar un mejor desempeño por parte del controlador Proporcional Integral Generalizado (GPI) en comparación con el Control de Campo Orientado (FOC) frente a una tarea de seguimiento de velocidad, los resultados de la comparativa fueron mucho más significativos en el uso de perturbaciones de carga con cambios abruptos. El controlador GPI evaluado resulta una alternativa al FOC, pero con un nivel de robustez mayor. La demanda computacional para ambas estrategias de control es muy similar, lo cual resulta en otra ventaja para el controlador GPI.

Aportaciones de la tesis

Como aportaciones realizadas en este trabajo de tesis se pueden mencionar:

- Se implementó de manera efectiva una estrategia de control GPI para el motor síncrono de imanes permanentes.
- Se realizó una comparativa entre el FOC y el controlador GPI, obteniéndose un mejor desempeño con el controlador GPI para una tarea de seguimiento de velocidad.
- Se desarrolló una plataforma de experimentación para validar los resultados obtenidos en simulación.
- Se exploró el control sin sensores mecánicos, el cual resulta atractivo desde el punto de vista de reducir costos y ganar robustez mecánica en el sistema.

Trabajo futuro

Como sugerencias para trabajos futuros derivados de éste, se propone lo siguiente:

- Realizar una evaluación del controlador GPI con el motor BLDC.
- Explorar las metodologías basadas en la saliencia para la estimación de la posición en motores IPMSM.
- Evaluar el controlador GPI basado en observador en el motor PMSM, esta estrategia permite la estimación de las perturbaciones en el sistema por medio de integraciones iteradas.

Apéndice A

Banco de pruebas

A.1. Motor PMSM

El motor utilizado para realizar las pruebas es de la marca Anaheim Automation (BLY172D-24V-4000) con las siguientes especificaciones:

Voltaje nominal	24 [V]
Velocidad nominal	4000 [rpm]
Potencia nominal	55 [W]
Corriente pico	11 [A]
Par nominal	0.1483 [N-m]
Resistencia de fase (R_S)	0.7 [Ω]
Inductancia de fase (L_S)	0.6 [mH]
Constante del voltaje (K_m)	0.0355 [V/(rad/s)]
Inercia del rotor (J)	4.8035×10^{-6} [N-m-s ²]
Número de pares de polos (n_p)	4 pares de polos

Tabla A.1: Especificaciones del motor PMSM.

A.2. Freno de histéresis

Acoplado al motor se tiene un freno de histéresis de la marca Magtrol (HB-16-2), para la producción de par de carga. Las especificaciones del freno utilizado se muestran a continuación:

Par nominal	0.113 [N-m]
Corriente nominal	0.192 [A]
Resistencia	125 [Ω]
Voltaje	24 [V]
Potencia nominal	4.6 [W]
Velocidad máxima	20000 [rpm]

Tabla A.2: Especificaciones del freno de histéresis.

A.3. Sensores de corriente y acondicionamiento de señales

Se tienen sensores de efecto Hall de la marca LEM (LA-55P) para la medición de las corrientes, estos sensores pueden medir hasta una corriente de 50 [A]. La corriente máxima en el motor es de 11 [A], por lo tanto, para amplificar más la señal a la salida de sensor, se hizo pasar el conductor 5 veces a través del sensor.

La salida del sensor es del orden de los milivolts, por lo que se realiza una etapa de amplificación para obtener un voltaje pico máximo de 1.5 [V], también se agrega un offset de 1.5 [V] a la señal amplificada, ya que los voltajes a la entrada del convertidor analógico digital del DSP tienen que estar en el rango de 0 a 3 [V]. Para evitar que el voltaje entregado por la etapa de amplificación hacia el convertidor A/D supere los 3 [V] y por consecuencia un posible daño en el DSP, se adicionó un circuito que limita el voltaje a un máximo de 3 [V]. El diagrama del circuito para medición de una de las corrientes y la etapa de acondicionamiento de señales se muestra en la figura A.1, la tarjeta terminada se muestra en la figura A.2.

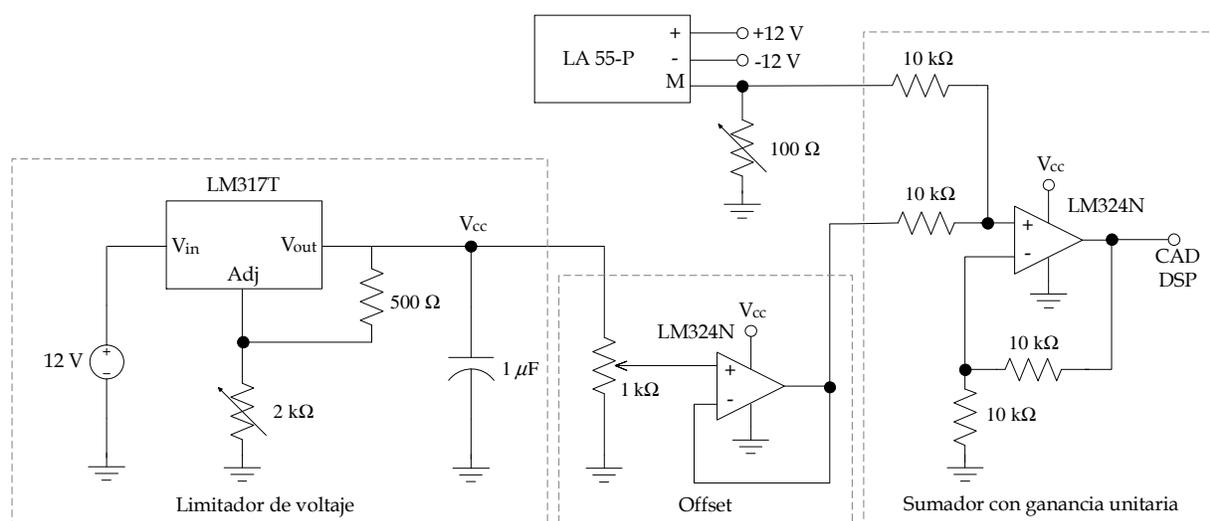


Figura A.1: Circuito para medición de una de las corrientes.

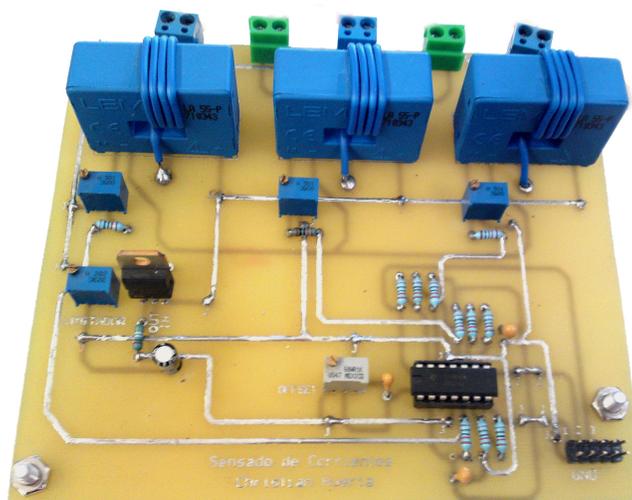


Figura A.2: Tarjeta para medición de tres corrientes.

A.4. Sensor de posición

Para medir la posición se cuenta con un encoder de la marca US Digital con una resolución de 1250 ciclos por revolución (CPR), la cual se puede incrementar al utilizar el factor de multiplicación por cuatro (x4) a una resolución de 5000 ciclos por revolución. La conexión del encoder se realiza directamente sobre la tarjeta controladora DMC550 de Spectrum Digital, la cual está provista de una interfaz para la utilización de un encoder.

A.5. Inversor

Se utilizó el inversor trifásico a base de MOSFETs (IRFL4105) que viene incorporado con la tarjeta controladora DMC550. Los MOSFETs trabajan con una corriente continua de hasta 3.7 [A] y un voltaje de 55 [V].

El inversor es operado bajo la siguiente configuración:

- Técnica de modulación PWM senoidal.
- Frecuencia de conmutación 18.3 [kHz].
- Tiempo muerto de 1 [μ s].
- Voltaje en el bus de CD 24 [V].

A.6. Par de carga constante

Se construyó un circuito a base de relevadores (ver figura A.3), los cuales accionan diferentes etapas de una carga resistiva. El objetivo de esta etapa es el regular la corriente que alimenta al freno de histéresis, la cuál es proporcional al par de carga, lográndose así diferentes niveles de par de carga constante con un cambio abrupto (25, 50, 75 y 100 % del par de carga máximo que genera

el freno de histéresis). Con este circuito se puede emular la gráfica para el par de carga constante del protocolo de experimentación (ver figura 3.2). Cada uno de los relevadores del circuito está acondicionado para operar con las señales que recibe del DSP.

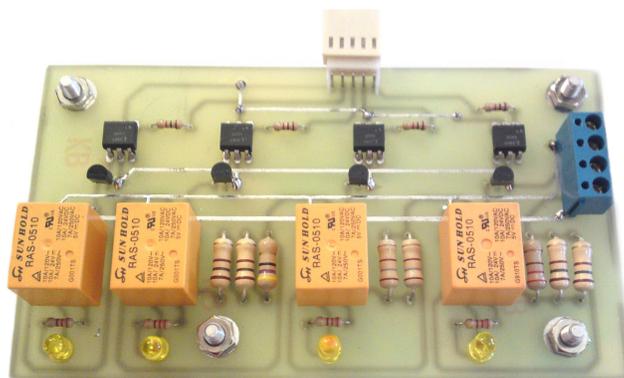


Figura A.3: Circuito para la generación de diferentes niveles de par de carga constante.

A.7. Par de carga variable

Para poder generar un par de carga variable se utiliza un MOSFET de canal n IRFL4105, el cual controla el paso de corriente hacia el freno de histéresis. El control de disparo del MOSFET se hace por medio de una señal PWM que es generada por el DSP. La frecuencia de conmutación del MOSFET es de 18.3 [kHz] y se utiliza una fuente de CD de 30 [V] como alimentación. Como ya se mencionó anteriormente, la corriente que pasa a través del freno de histéresis es directamente proporcional al par que genera, entonces, se diseña un controlador de corriente PI que haga el seguimiento de una corriente de referencia, de tal forma que el par de carga aplicado sobre el rotor tenga la misma forma que la gráfica para el par de carga variable del protocolo de experimentación (ver figura 3.3). Las ganancias del controlador utilizado son:

Ganancia proporcional (k_p)	1
Ganancia integral (k_i)	600

Tabla A.3: Ganancias del controlador de corriente para la generación de un par de carga variable.

Para medir el valor de la corriente que pasa por el freno de histéresis, se utiliza uno de los sensores de la tarjeta para medición de corrientes (ver figura A.2). En el circuito impulsor que genera los disparos del MOSFET (ver figura A.4) se utiliza el optoacoplador de alta velocidad PC923 de SHARP. El circuito que ilustra el sistema para generar el par de carga variable se muestra en la figura A.5.

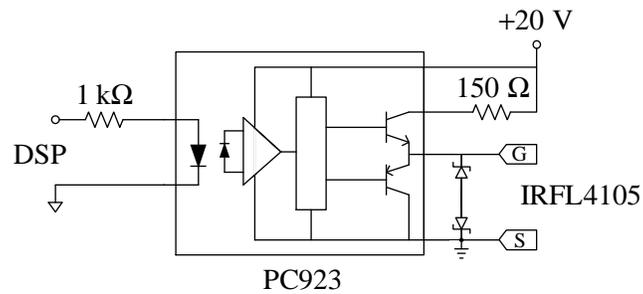


Figura A.4: Circuito impulsor para MOSFET.

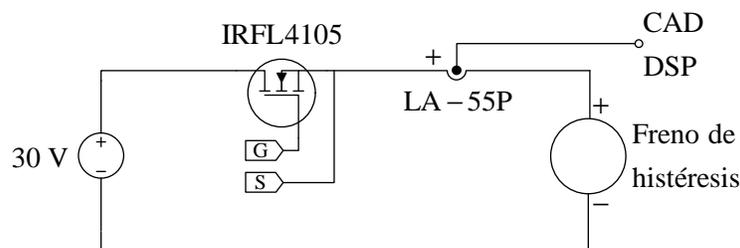


Figura A.5: Circuito para generar un par de carga variable.

A.8. Evaluación de las técnicas de control sobre un DSP

Para la evaluación de los algoritmos de control se utiliza un Procesador Digital de Señales (DSP) TMS320F28335 que opera a 32 bits de punto flotante. Se utilizó la herramienta Target Support Package de MATLAB[®], la cual permite integrar dispositivos periféricos y sistemas de operación en tiempo real junto con los algoritmos creados en los modelos de Simulink[®]. Como resultado, se tiene la ventaja de trabajar con un modelo muy similar al utilizado en la etapa de simulación, evitando la programación a un nivel más bajo. Se manejó una frecuencia de muestreo de 20 [kHz].

Bibliografía

- [1] J. Gieras, M. Wing, “Permanent Magnet Motor Technology: Design and Applications”, Marcel Dekker, Inc., USA, 2002.
- [2] J. Chiasson, “Modeling and High-Performance Control of Electric Machines”, New York: Wiley, 2005.
- [3] J. A. Cortés-Romero, A. Luviano-Juárez, R. Álvarez-Salas y H. Sira-Ramírez, “Fast Identification and Control of an Uncertain Brushless DC Motor Using Algebraic Methods”, 12th IEEE Internacional Power Electronics Congress – CIEP, San Luis Potosí, México, 2010.
- [4] M. Jansson, L. Harnefors, O. Wallmark and M. Leksell, “Synchronization at Startup and Stable Rotation Reversal of Sensorless Nonsalient PMSM Drives”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 53, No. 2, 2006.
- [5] B. Nahid-Mobarakeh, F. Meibody-Tabar, and F. M. Sargos, “A globally converging observer of mechanical variables for sensorless PMSM”, In Proc. IEEE Power Electron. Specialists Conf., vol. 2, pp. 885–890.
- [6] N. Matsui, “Sensorless PM brushless DC motor drives”. IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 43, no. 2, pp. 300–308, 1996.
- [7] S. Bolognani, R. Oboe, and M. Zigliotto, “Sensorless full-digital PMSM drive with EKF estimation of speed and rotor position”, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 46, no. 1, pp. 184–191, 1999.
- [8] K. Tatematsu, D. Hamada, K. Uchida, S. Wakao, and T. Onuki, “New approaches with sensorless drives”. IEEE Ind. Appl. Mag., vol. 6, no. 4, pp. 44–50, 2000.
- [9] L. Ying and N. Ertugrul, “A novel, robust DSP-based indirect rotor position estimation for permanent magnet AC motors without rotor saliency”, IEEE Trans. Power Electron., vol. 18, no. 2, pp. 539–546, 2003.
- [10] L. Harnefors, M. Jansson, R. Ottersten, and K. Pietiläinen, “Unified sensorless vector control of synchronous and induction motors”, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 50, no. 1, pp. 153–160, 2003.
- [11] L. Harnefors and H.-P. Nee, “A general algorithm for speed and position estimation of AC motors,” IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 47, no. 1, pp. 77–83, 2000.

-
- [12] R. Alvarez Salas, “Développement de lois de commandes avec observateurs pour machine asynchrone”, Tesis de Doctorado, Instituto Nacional Politécnico de Grenoble, 2002.
- [13] M. Fliess, R. Marquez, E. Delaleau, and H. Sira-Ramírez. Correcteurs proportionnels intégraux généralisés. *ESAIM: Control, Optimisation and Calculus of Variations*, 7(2):23–41, 2002.
- [14] J. A. Cortés-Romero, “Métodos de Identificación y Estimación Algebraicos en el Control de Motores de Inducción”, Tesis de Doctorado, Centro de Investigación y Estudios Avanzados del Instituto Politécnico Nacional, 2011
- [15] H. Sira-Ramírez and R. Silva-Ortigoza, “Control Design Techniques in Power Electronics Devices”, ser. Power Systems Series. London: Springer-Verlag, 2006.
- [16] H. Sira-Ramirez, “On the generalized PI control of some nonlinear mechanical systems”, in *Proceedings of the American Control Conference*, vol. 1, 2002, pp. 839–844.
- [17] J. Cortes-Romero, A. Luviano-Juarez, and H. Sira-Ramirez, “Robust GPI controller for trajectory tracking for induction motors”, in *IEEE International Conference on Mechatronics*, Malaga Spain, 2009, pp. 1–6.
- [18] J.R. Frus and B.C. Kuo, “Closed-loop control of step motors using waveform detection,” in *Proc. Int. Conf. Stepping Motors and Systems*, pp. 77-84, 1976.
- [19] P.P. Acarnley and J.F. Watson, “Review of position-sensorless operation of brushless permanent-magnet machines,” in *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 2, pp. 352-362, 2006.
- [20] M. Jansson, L. Harnefors, O. Wallmark, and M. Leksell, “Synchronization at startup and stable rotation reversal of sensorless nonsalient PMSM drives,” in *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 2, pp. 379-387, 2006.
- [21] C. Silva, G.M. Asher and M. Sumner, “Hybrid rotor position observer for wide speed-range sensorless PM motor drives including zero speed”, in *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 2, pp. 373–378, 2006.
- [22] L. Loron. “Stator parameters influence on the field-oriented control tuning”. *Fifth European Conference on Power Electronics and Applications*, 5:79–84, 1993.